



**Titre:** Modélisation dans le domaine du temps d'une excitatrice synchrone  
Title: à diodes tournantes et analyses des modes de défaillances

**Auteur:** Henry Gras  
Author:

**Date:** 2014

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Gras, H. (2014). Modélisation dans le domaine du temps d'une excitatrice synchrone à diodes tournantes et analyses des modes de défaillances [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.  
Citation: <https://publications.polymtl.ca/1510/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/1510/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:** Jean Mahseredjian, & Ali El-Akoum  
Advisors:

**Programme:** génie électrique  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MODÉLISATION DANS LE DOMAINE DU TEMPS D'UNE EXCITATRICE  
SYNCHRONNE À DIODES TOURNANTES ET ANALYSES DES MODES DE  
DÉFAILLANCES

HENRY GRAS

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2014

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

MODÉLISATION DANS LE DOMAINE DU TEMPS D'UNE EXCITATRICE SYNCHRONE  
À DIODES TOURNANTES ET ANALYSES DES MODES DE DEFAILLANCES

présenté par : GRAS Henry

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. KARIMI Houshang, Ph.D., président

M. MAHSEREDJIAN Jean, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. EL-AKOUM Ali, M.Sc.A., membre et codirecteur de recherche

M. KOCAR Ilhan, Ph.D., membre

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier très chaleureusement toutes les personnes qui ont participé au succès de mon projet notamment mon directeur de recherche Jean Mahseredjian pour son aide et sa bonne humeur. Il a grandement participé à me simplifier les choses et à me soutenir dans les difficultés.

Je remercie également Ulas Karaagac, chercheur talentueux du département de génie électrique de l'École Polytechnique de Montréal, pour ses conseils techniques avisés sur les machines électriques et le temps qu'il m'a accordé.

Finalement je remercie Ali EL-AKOUM, ingénieur chez Électricité De France, pour sa collaboration et les données qu'il m'a fourni pour la validation de mes résultats.

## RÉSUMÉ

L'objectif de ce mémoire est la modélisation du système d'excitation avec redresseur à diodes tournantes TKJ 166-38 pour l'étude des phénomènes transitoires électromagnétiques (EMT) et son intégration dans un modèle EMT d'une unité qui consiste en une génératrice principale, d'un arbre moteur représenté par un modèle multi-masses et d'un modèle détaillé du gouverneur des turbines. TKJ 166-38 est le système d'excitation d'une génératrice synchrone de 1650MVA. Son armature AC ainsi que les diodes du redresseur tournent avec l'inducteur de cette génératrice. Pour cette étude, une petite machine synchrone à aimant permanent est utilisée comme pilote de l'excitatrice. Le rotor de celle-ci est également solidaire de l'arbre des deux autres. La sortie AC de cette machine pilote, après rectification, fournit un courant continu au champ stationnaire de l'excitatrice. Un régulateur automatique de tension (AVR) commande le champ de la TKJ 166-38 et donc, indirectement le champ de la génératrice principale. La protection du système d'excitation contre les défauts internes et de diodes est réalisée par des fusibles situés à la borne de sortie de l'excitateur à courant alternatif.

Dans le modèle EMT de la TKJ 166-38 proposé ici, l'excitatrice AC et le redresseur à diodes tournantes sont modélisés par un circuit électrique détaillé alors que l'excitatrice pilote et son redresseur sont représentés par un schéma block. La génératrice principale est modélisée avec une connexion électrique à la bobine de champ de manière à connecter directement cette dernière au modèle EMT de la TKJ 166-38. Le modèle EMT développé simule des fautes internes et sur les diodes de la TKJ 166-38.

Dans ce mémoire, la TKJ 166-38 et la génératrice principale sont modélisées dans le domaine des phases (PD) par un modèle de machine synchrone à n-phases et utilisent la formulation de l'Analyse-Nodale-Modifiée-Augmentée (ANMA) qui rend possible la connexion électrique des bobines de champ de ces machines. L'approche de modélisation PD rend également possible l'étude des harmoniques et des saturations tout en conservant une représentation fidèle de la machine. Deux différentes options de saturation sont implémentées en fonction de la construction du rotor. Dans le cas des rotors à pôles saillants, le taux de saturation est fonction de la reluctance du chemin principal emprunté par le flux qui est calculé à partir de la géométrie interne de la machine et de la longueur de l'entrefer de chaque pôle. D'un autre côté, pour les rotors cylindriques, la variation de la reluctance est indépendante du chemin emprunté

par le flux. Ainsi, les saturations magnétiques sont représentées en utilisant l'approximation classique des courbes linéaires par morceaux. La TKJ 166-38 a un rotor à pôles saillants alors que la génératrice principale à un rotor cylindrique. Puisque ces deux machines partagent le même arbre moteur, celui-ci est modélisé en utilisant des schémas blocks.

Les diodes du redresseur de la TKJ 166-38 sont modélisées en utilisant des résistances non-linéaires. De plus, le courant de recouvrement inverse est reproduit après la fin de la phase de conduction. Le modèle de diode inclut aussi *l'équation de la chaleur* et modifie la caractéristique courant-tension en fonction de la température. Le radiateur est supposé à température constante.

Plusieurs simulations représentatives sont effectuées pour différents scénarios de défaillances de diodes dans la TKJ 166-38. Les résultats de simulation montrent que, le modèle mis au point peut être utilisé soit pour la conception d'une surveillance indirecte de l'excitatrice, ou pour identifier des marges de fiabilité et de disponibilité du système.

## ABSTRACT

The objective of this thesis is the establishment of an electromagnetic transient (EMT) model of the brushless excitation system TKJ 166-38 and its integration to the EMT model of the unit that consists of the main generator, lumped-mass model of the shaft system and detailed turbine-governor model. TKJ 166-38 is the excitation system of a 1650 MW synchronous generator where the armature of the AC exciter and the diode rectifier rotate with the main generator field. A small permanent magnet synchronous machine is used as a pilot exciter. The permanent magnet rotor of the pilot exciter also rotates with the AC exciter armature and the diode rectifier. The rectified output of the pilot exciter stator is used to supply the DC current to the stationary field of the AC exciter. The automatic voltage regulator (AVR) controls the AC exciter field, which in turn controls the field of the main generator. The protection of the excitation system against internal faults and diode failures is achieved by the fuses located at the output terminal of the AC exciter. TKJ 166-38 is not equipped with any device that provides direct exciter diode monitoring or direct measurement of main generator field voltage or current.

In the EMT model of TKJ 166-38, the AC exciter and the diode rectifier, i.e. the rotating parts, are modeled as actual electrical circuits, whereas the pilot exciter and its controlled rectifier are modeled using control block diagrams. The main generator is modeled with field winding electrical connection in order to achieve direct electrical connection to the EMT model of TKJ 166-38. The developed EMT model is able to simulate the system for internal faults and diode failure conditions in TKJ 166-38, for studying the transient performance of TKJ 166-38.

In this thesis, both the ac exciter of TKJ 166-38 and the main generator are simulated using an n-phase phase-domain (PD) synchronous machine model and a Modified-Augmented-Nodal-Analysis (MANA) formulation that enables synchronous machine field winding electrical connection. The PD modeling approach also enables accounting for space harmonics and inclusion of magnetic saturation while retaining the physical picture of the actual machine. Two different saturation options are implemented considering two different rotor constructions. In salient pole rotor case, the saturation function accounts for the reluctance of the main magnetic flux path considering the internal machine geometry. On the other hand, in cylindrical rotor case, the variation of the reluctance is independent from the main magnetic flux path. Hence, the magnetic saturation is represented by using the traditional piecewise-linear approximation. The

AC exciter of TKJ 166-38 has a salient pole rotor and the main generator has a cylindrical rotor. As the AC exciter and the main generator are located on the same shaft, the shaft system is modeled using control block diagrams.

The diodes of the TKJ 166-38 rectifier are modeled using nonlinear resistors. The reverse recovery effect is imitated following the end of forward conduction. The diode model also includes the heat equation and modifies the voltage-current characteristic considering the diode temperature. The temperature of the heat sink is considered constant.

A couple of representative simulations are performed for various diode failure scenarios in TKJ 166-38. The simulation results demonstrate that, the developed model can be used either for designing indirect exciter monitoring, or identifying reliability and availability margins of the system.



## TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS .....	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT .....	VI
TABLE DES MATIÈRES .....	VIII
LISTE DES TABLEAUX.....	X
LISTE DES FIGURES.....	XI
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....	XV
LISTE DES ANNEXES .....	XXII
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 2 CODAGE DES MACHINES SYNCHRONES .....	7
2.1 Les équations de base dans le domaine temporel.....	8
2.1.1 Modèle linéaire.....	8
2.1.2 Modèles avec Saturation .....	13
2.1.3 Les équations discrétisées des deux modèles .....	38
2.2 Discrétisation.....	38
2.2.1 Modèle linéaire : discrétisation .....	38
2.2.2 Modèle avec Saturation : discrétisation .....	39
2.2.3 Initialisation.....	42
2.3 Conception du Régulateur Automatique de Tension (AVR) .....	43
CHAPITRE 3 MODÉLISATION DE LA PARTIE MÉCANIQUE DE L'INSTALLATION	45
CHAPITRE 4 MODÉLISATION DES DIODES DU REDRESSEUR .....	48
4.1 La courbe caractéristique (DC) courant-tension .....	48

4.2	Effet de la température .....	50
4.2.1	Calcul de la température de la diode .....	50
4.2.2	Calcul des paramètres de la courbe DC en fonction de la température: .....	51
4.2.3	Bris de la diode pour des courants trop élevés .....	51
4.3	Modélisation du courant de recouvrement inverse .....	52
4.3.1	Modélisation mathématique .....	53
CHAPITRE 5	VALIDATIONS ET SIMULATIONS .....	58
5.1.1	Validations unitaires.....	58
5.1.2	Simulations avec le modèle complet.....	66
CONCLUSION	.....	78
REFERENCES	.....	80
ANNEXES	.....	84

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 5.1: Comparaison entre les résultats de l'essai en court-circuit des simulations et des mesures de la TKJ 166-38. (TKJ_test_en_court_circuit.ecf).....	61
Tableau 5.2: Comparaison entre les résultats des essais en charge entre la simulation et les mesures de la TKJ 166-38 (TKJ_test_en_charge.ecf) .....	62

## LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : système d'excitation "brushless". Cas d'excitation par une machine pilote à aimant permanent. ....	1
Figure 1-2 : Modèle de simulation d'une unité thermique de 1650MW .....	5
Figure 2-1 : Coupe de l'excitatrice selon le plan normal à l'axe de rotation du rotor. La machine est représentée avec 6 pôles au lieu de 22. ....	14
Figure 2-2 : Dispositions des bobines des phases en 4 enroulements : enroulement 1 en bleu, 2 en rouge, 3 en vert et 4 en violet. Seules les deux premières phases de chaque enroulement sont représentées. ....	15
Figure 2-3 : Représentation du chemin du flux dans le rotor, stator et air-gap de la machine équivalente à un des chemins magnétiques reliant deux pôles de la machine réelle. ....	16
Figure 2-4 : Schéma des vecteurs unitaires <b>MMF</b> et axe du pôle du rotor. ....	19
Figure 2-5 : Représentation du chemin du flux dans le rotor, stator et air-gap.....	22
Figure 2-6 : Circuit magnétique équivalent de la machine .....	22
Figure 2-7 : Courbe de la tension d'une phase à vide en fonction du courant de champ de la machine TKJ 166-38 (TKJ_test_a_vide.ecf) .....	24
Figure 2-8 : Flux magnétique en fonction de la force magnétomotrice lors de l'essai à vide de la TKJ 166-38 (TKJ_test_a_vide.ecf) .....	25
Figure 2-9 : Reluctance de la TKJ 166-38 en fonction de la force magnétomotrice lors de l'essai à vide (TKJ_test_a_vide.ecf) .....	26
Figure 2-10 : Perméabilité en fonction de la force électromotrice lors de l'essai à vide.....	27
Figure 2-11 : Champ magnétique du matériau de la machine en fonction de l'intensité de champ magnétique .....	27
Figure 2-12 : Représentation du chemin du flux dans le rotor, stator et air-gap.....	31
Figure 2-13 : Courbe de l'essai à vide de l'alternateur 1650MW .....	32

Figure 2-14 : Courbe de saturation flux dans les phases en fonction du courant de l'inducteur lors de l'essai à vide. ....	33
Figure 2-15 : Projection du flux résiduel total sur les axes d et q .....	34
Figure 2-16 : Initialiseur placé entre la TKJ 166-28 et le génératrice.....	42
Figure 2-17 : Initialiseur placé à l'inducteur de la TKJ 166-38 .....	43
Figure 3-1 : Régulateur de type IEEE0 de puissance des turbines.....	45
Figure 3-2 : Modèle multi-masses de l'installation dans EMTP-RV .....	46
Figure 3-3 : Initialisation de la partie mécanique de l'installation.....	47
Figure 4-1 : Courbes DC du fabricant de la diode utilisée avec la TKJ 166-38 pour des températures de 25 et 175 degrés [26]. ....	49
Figure 4-2 : Fonction fusible de la diode .....	52
Figure 4-3 : Onde de courant et tension dans une diode. ....	53
Figure 4-4: Courbes fournies par la fiche technique du constructeur donnant les charges électrostatiques emmagasinées dans la diode qui seront dissipées par le courant de recouvrement inverse [31].....	54
Figure 4-5 : Courbes fournies par la fiche technique du constructeur donnant le pic de courant de recouvrement. Ces variables sont données en fonction de la dérivée du courant avant blocage de la diode [31]. ....	55
Figure 5-1: Montage EMTP-RV pour la simulation du test en circuit ouvert (TKJ_test_a_vide.ecf) .....	59
Figure 5-2 : Courbes de tension à vide en fonction du courant de charge : essai et résultat du modèle (TKJ_test_a_vide.ecf) .....	60
Figure 5-3 : Variation de la reluctance du chemin magnétique de la machine avec la MMF, due à la saturation dans le matériau magnétique (TKJ_test_a_vide.ecf).....	61
Figure 5-4: Superposition des courbes DC du modèle pour 25°, 130° et 175° (Diode_test_courbes_DC.ecf).....	63

Figure 5-5 : Ondes de courant et de tension dans une diode ainsi que la charge dissipée par le courant de recouvrement inverse. (Diode_test_recovery_DC.ecf) .....	64
Figure 5-6 : Puissance dissipée dans la diode .....	65
Figure 5-7 : Variation de la température dans la diode lors d'une augmentation de 10% du courant de celle-ci. ....	66
Figure 5-8 : Schéma de l'installation lors de la faute de la diode en circuit ouvert.....	67
Figure 5-9 : Courants dans les diodes de l'excitatrice lors d'un défaut en circuit ouvert (installation_complete_diode_open_circuit.ecf) .....	68
Figure 5-10 : Courant dans l'inducteur de la TKJ 166-38 lors du défaut en circuit ouvert d'une diode (installation_complete_diode_open_circuit.ecf) .....	69
Figure 5-11 : Couple de l'excitatrice lors d'un défaut en circuit ouvert d'une diode (installation_complete_diode_open_circuit.ecf).....	70
Figure 5-12 : Courant de défaut de la phase A de la génératrice pour un défaut franc à son stator. Comparaison des cas où aucune diode n'est défaillante et où 1 fusible de protection de pont de diode est ouvert, 5 fusibles sont ouverts ou 10 fusibles le sont. (installation_complete.ecf, installation_complete1fuse.ecf, installation_complete5fuses.ecf, installation_complete10fuses.ecf) .....	71
Figure 5-13 : Courants dans une des diodes du pont redresseur de la phase 23 de la TKJ 166-38 pendant un défaut franc au stator de la génératrice. Comparaison des cas où aucune diode n'est défaillante et où 1 fusible de protection de pont de diode est ouvert, 5 fusibles sont ouverts ou 10 fusibles le sont. (installation_complete.ecf, installation_complete1fuse.ecf, installation_complete5fuses.ecf, installation_complete10fuses.ecf) .....	72
Figure 5-14 : Schéma de l'installation lors de la faute de la diode en court-circuit .....	73
Figure 5-15 : Courant dans les phases 1 et 2 de la TKJ 166-38 avec (satu) et sans (no satu) prise en compte des saturations. (installation_complete_diode_court_circuit.ecf) .....	74
Figure 5-16 : Courant dans l'inducteur de l'excitatrice lors d'un défaut en court-circuit d'une diode. (installation_complete_diode_court_circuit.ecf).....	75

Figure 5-17 : Couple de l'excitatrice lors d'un défaut en court-circuit sur l'une des diodes. (installation_complete_diode_court_circuit.ecf).....	75
Figure 5-18 : En haut à gauche : reluctance de la TKJ 166-38. En haut à droit : le flux dans une phase de la TKJ 166-38. En bas à gauche : l'angle alpha entre la MMF et l'axe d. En bas à droite : la MMF de la TKJ 166-38. (installation_complete_diode_court_circuit.ecf). Les courbes en bleues sont les limites du comportement linéaire de la machine. ....	76
Figure 5-19 : Amplitudes des harmoniques dans l'inducteur de la TKJ 166-38 en régime nominal et lors des différents défauts sur la diode. ....	77

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

EBA	Backward Euler Integration Method
EMTP-RV	Electromagnetic Transients Program Restructured Version
MANA	Modified Augmented Nodal Analysis
MNA	Modified Nodal Analysis
MNE	Main Network Equations
PD	Phase Domain
DC	Diode Caractéristique
pu	per unit (par unité)
$\theta$	Angle de l'axe q du rotor
$nb_{ph}$	Nombre de phases de la machine
$nb_{windings}$	Nombre d'enroulements sur lesquels les phases sont disposées autour de la machine
$nb_{harm}$	Nombre d'harmoniques considérés pour l'étude.
$nb_{poles}$	Nombre de pôles
$\mathbf{L}_1$	Inductances des phases et de champ
$\mathbf{L}_2$	Inductances des amortisseurs
$\mathbf{R}_1$	Résistances des phases et du champ
$\mathbf{R}_2$	Résistances des amortisseurs
$\mathbf{Z}_1$	Impédances de Thevenin des phases et du champ
$\mathbf{Z}_2$	Impédances de Thevenin des amortisseurs
$\mathbf{Z}_{12}$	Impédances mutuelles de Thevenin des phases et du champ avec les amortisseurs
$\mathbf{Z}_{21}$	Impédances mutuelles de Thevenin des amortisseurs avec les phases et le champ



$\mathbf{E}_{th}$	Tension de Thevenin du modèle
$\mathbf{E}_1$	Tension de Thevenin des phases et du champ
$\mathbf{E}_2$	Tension de Thevenin des amortisseurs
$\delta$	Déphasages des harmoniques des tensions lors du test en circuit ouvert
$f$	Fréquence électrique
$\mathfrak{R}_{tot}$	Reluctance totale du chemin magnétique
$\mathfrak{R}_{air\_gap}$	Reluctance de l'entrefer
$\mathfrak{R}_{stator}$	Reluctance du stator
$\mathfrak{R}_{rotor}$	Reluctance du rotor
$\mathfrak{R}_{tot\_lin}$	Reluctance totale linéaire
$\mathfrak{R}_{air\_gap\_lin}$	Reluctance linéaire de l'entrefer
$\mathfrak{R}_{stator\_lin}$	Reluctance linéaire du stator
$\mathfrak{R}_{rotor\_lin}$	Reluctance linéaire du rotor
$SAT$	Coefficient de saturation
$\mathbf{MMF}$	Force magnétomotrice
$N_f$	Nombre de tours de fil de la bobine de l'inducteur
$N_a$	Nombre de tours de fil des bobines des phases
$\alpha$	Angle entre la force magnétomotrice et l'axe du pole qu'elle traverse
$\alpha_0$	Angle entre l'axe du rotor de la machine bipolaire équivalente et la MMF à partir duquel cette dernière sortira prématurément de la saillie du pole
$\mathbf{V}_F$	Vecteur unitaire de la MMF
$\mathbf{V}_0$	Vecteur unitaire de l'axe des pôles de la machine bipolaire équivalente

$\lambda$	Flux total dans la machine
$\lambda_i$	Points de flux des courbes de saturation
$l_{\text{stator}}$	Demi-périmètre moyen du chemin magnétique du stator traversé par le flux
$l_{\text{rotor}}$	Longueur moyenne du chemin magnétique du rotor traversée par le flux
$l_{\text{airgap}}$	Longueur moyenne du chemin magnétique de l'entrefer traversée par le flux
$A_{\text{airgap}}$	Section moyenne du chemin magnétique de l'entrefer traversée par le flux
$A_{\text{stator}}$	Section moyenne du chemin magnétique du stator traversée par le flux
$A_{\text{rotor}}$	Section moyenne du chemin magnétique du rotor traversée par le flux
$\mu_0$	Perméabilité du vide
$\mu_{\text{stator}}$	Perméabilité du matériau du stator
$\mu_{\text{rotor}}$	Perméabilité du matériau du rotor
$I_{\text{fin}}$	Courant maximal de l'inducteur lors de l'essai à vide avant saturation
$V_{\text{a,lin}}$	Tension de phase lors de l'essai à vide pour un courant de $I_{\text{fin}}$ dans l'inducteur
$V_{\text{vide},i}$	Points de tension de la courbe courant de champ/tension de phase de l'essai à vide
$L_{\text{adu}}$	Pente de la courbe flux courant d'inducteur
$\mu_i$	Points de perméabilité des courbes de saturation
$B_i$	Points d'induction des courbes de saturation
$H_i$	Points de champ magnétique des courbes de saturation
$\text{MMF}_{\text{seuil}}$	MMF limite avant saturation dans les matériaux lors de l'essai à vide
$H_{\text{stator}}$	Champ magnétique dans le stator
$H_{\text{rotor}}$	Champ magnétique dans le rotor
$V_{\text{pu},i}$	Points de la courbe tension de phase à vide en pu - courant de l'inducteur

$V_{nom,kVRMSLL}$	Tension nominale ligne/ligne en kVrms
$i_a$	Courant dans la phase a de la génératrice
$i_b$	Courant dans la phase b de la génératrice
$i_c$	Courant dans la phase c de la génératrice
$i_f$	Courant dans l'inducteur de la génératrice
$v_a$	Tension de la phase a de la génératrice
$v_b$	Tension de la phase b de la génératrice
$v_c$	Tension de la phase c de la génératrice
$v_f$	Tension de l'inducteur de la génératrice
$i_d$	Courant sur l'axe d dans la représentation de Park de la génératrice
$i_q$	Courant sur l'axe q dans la représentation de Park de la génératrice
$i_0$	Composante zéro des courants dans la représentation de Park de la génératrice
$i_{d1}$	Courant dans le damper d1
$i_{q1}$	Courant dans le damper q1
$i_{q2}$	Courant dans le damper q2
<b>P</b>	Matrice de Park
$L_d$	Inductance de l'axe d de la représentation de Park de la machine
$L_q$	Inductance de l'axe q de la représentation de Park de la machine
$L_0$	Inductance de la composante zéro de la représentation de Park de la machine
<b>L<sub>ss</sub></b>	Inductances des phases de la génératrice
<b>L<sub>dq0ss</sub></b>	Inductances des phases de la génératrice dans le référentiel dq0

$\mathbf{L}_{sr}$	Inductances mutuelles entre les phases et le champ et les amortisseurs
$\mathbf{L}_{dq0sr}$	Inductances mutuelles entre les phases et le champ et les amortisseurs dans le référentiel dq0
$L_{af}$	Inductance mutuelle entre l'inducteur et les phases
$L_{ad1}$	Inductance mutuelle entre le damper d1 et les phases
$L_{aq1}$	Inductance mutuelle entre le damper q1 et les phases
$L_{aq2}$	Inductance mutuelle entre le damper q2 et les phases
$coef_d$	Coefficient de saturation sur l'axe d de la représentation de Park de la machine
$coef_q$	Coefficient de saturation sur l'axe q de la représentation de Park de la machine
$\lambda_{résiduel}$	Flux résiduel de la courbe de flux total
$\lambda_{résiduel_d}$	Flux résiduel sur l'axe d de la représentation de Park de la machine
$\lambda_{résiduel_q}$	Flux résiduel sur l'axe q de la représentation de Park de la machine
$\lambda_{résiduel1}$	Flux résiduels des phases et du champ
$\lambda_{résiduel2}$	Flux résiduels des amortisseurs
$\lambda_d$	Flux sur l'axe d de la représentation de Park de la machine
$\lambda_q$	Flux sur l'axe q de la représentation de Park de la machine
$\lambda_f$	Flux dans l'inducteur
$\lambda_{d1}$	Flux dans le damper de l'axe d de la représentation de Park de la machine
$\lambda_{q1}$	Flux dans le premier damper de l'axe q de la représentation de Park de la machine
$\lambda_{q2}$	Flux dans le deuxième damper de l'axe q de la représentation de Park de la machine

$J_m$	Inertie d'une masse
$\theta_m$	Angle de l'arbre moteur
$D_m$	Coefficient d'amortissement en rotation de la masse
$T_m$	Couple moteur
$T_{spring1}$	Couple du ressort 1 sur la masse
$T_{spring2}$	Couple du ressort 2 sur la masse
$i_{diode}$	Courant dans la diode
$v_{diode}$	Tension aux bornes de la diode
$Y_N$	Admittance du modèle de Norton équivalent de la diode
$I_N$	Courant du modèle de Norton équivalent de la diode
$C_p$	Capacité calorifique de la diode à 175 J/C
$T$	Température de la diode
$T_{refroidisseur}$	Température du refroidisseur de la diode
$R_{th}$	Résistance thermique entre le cœur de la diode et le refroidisseur : $R_{ta} + R_{tb}$
$R_{ta}$	Résistance thermique de contact entre la diode et le refroidisseur
$R_{tb}$	Résistance thermique du matériau constituant la diode entre le cœur et le contact avec le refroidisseur
$i_{nominale}$	Courant nominal de la diode
$I^2t$	Critère énergétique limite des diodes
$t$	temps de la simulation
$I_{RM}$	Paramètre du pic du courant de recouvrement inverse

$T_R$	Instant auquel le pic du courant de recouvrement est atteint
$i_{\text{recovery}}$	Courant de recouvrement inverse
$\tau_r$	Constante de temps du courant de recouvrement inverse
$q_{\text{exp}}$	Charges stockées dans la diode après le début de la décroissance du courant de recouvrement inverse
$Q_{\text{curve}}$	Charges stockées dans la diode lorsque celle-ci cesse de conduire
$cst_{I_{RM}^{curve}}$	Paramètre d'identification de la courbe donnant le pic du courant de recouvrement inverse
$exponent_{I_{RM}^{curve}}$	Paramètre d'identification de la courbe donnant le pic du courant de recouvrement inverse
$cst_{Q_{\text{curve}}}$	Paramètre d'identification de la courbe donnant la charge stockée lorsque la diode cesse de conduire
$exponent_{Q_{\text{curve}}}$	Paramètre d'identification de la courbe donnant la charge stockée lorsque la diode cesse de conduire

## LISTE DES ANNEXES

ANNEXE 1	OBTENTION DES PARAMÈTRES DES INDUCTANCES EN FONCTION DES DONNÉES DQ0 .....	84
ANNEXE 2	DONNÉES UTILISÉES DANS LES SIMULATIONS .....	87

## CHAPITRE 1 INTRODUCTION

Les systèmes d'excitation « brushless » offrent une grande fiabilité grâce à l'élimination des balais et du collecteur tournant et par conséquent des poussières de carbone. Ce dernier point entraîne une réduction significative des coûts d'inspection et de maintenance [1]. Ce système d'excitation est composé de trois éléments principaux : une excitatrice AC, un redresseur à ponts de diodes tournants et, dans ce cas particulier, d'une excitatrice pilote. Comme le montre la Figure 1-1, l'excitatrice AC et le redresseur à ponts de diodes tournent avec l'inducteur de la génératrice principale et fournissent un courant continu à l'enroulement d'induction de cette dernière. L'excitatrice pilote est une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP) de petite taille et sa sortie redressée est utilisée pour fournir le courant continu au champ stationnaire de l'excitatrice AC. Le régulateur automatique de tension (AVR) contrôle le champ (d'induction) de l'excitatrice AC, qui commande à son tour celui de la génératrice principale. La protection contre les défauts internes ou sur les diodes du système d'excitation est réalisée par des fusibles situés à la borne de sortie de l'excitateur AC, en série avec les diodes. Les machines électriques polyphasées sont utilisées comme excitatrice AC pour fournir un courant aussi continu que possible et pour assurer une redondance au système par rapport aux défauts sur les diodes.

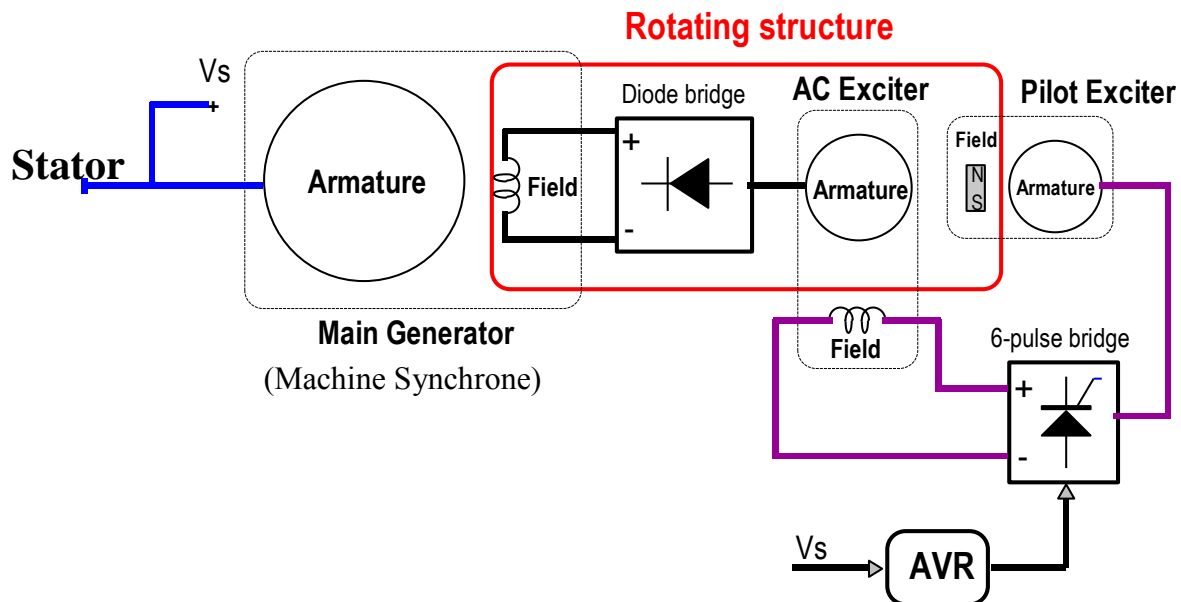


Figure 1-1 : système d'excitation "brushless". Cas d'excitation par une machine pilote à aimant permanent.



Lors d'une défaillance, une diode peut se transformer soit en circuit ouvert soit en court-circuit. Pour un défaut en circuit ouvert, on s'attend à ce que la capacité de production de l'excitateur diminue. Bien que la capacité transitoire soit légèrement affectée, la génératrice principale est capable de fournir la puissance nominale avec une diode en circuit ouvert (phase HS) avec cependant comme conséquence une circulation de courant plus élevés dans les autres diodes. Dans le cas d'une défaillance de diode en court-circuit, la sortie de l'excitatrice AC est sévèrement affectée et la génératrice principale n'est pas en mesure de fournir la tension nominale sans surcharger l'excitatrice [2]. Le fusible protégeant la diode défectueuse opère alors pour supprimer le défaut entraînant la perte totale du pont associé et donc la perte d'une diode supplémentaire. Le défaut en court-circuit se transforme alors en un défaut en circuit ouvert.

Les défauts internes ont généralement lieu en raison de la contamination par la saleté, des cendres volantes ou d'autres objets étrangers présents à l'intérieur de l'excitatrice, en particulier proche du redresseur à diodes. Ces contaminants peuvent s'accumuler sur les dissipateurs de chaleur et, à un certain point, fournir un chemin électrique entre ces dissipateurs et un pôle d'une des diodes, contournant alors la résine d'isolation [3]. Un tel défaut interne provoque des conséquences similaires à celle d'un court-circuit de la diode. Il convient de noter que, si un tel défaut est prolongé, cela peut provoquer de sérieux dommages dans l'excitateur et le régulateur de tension.

Les systèmes d'excitation brushless ne permettent ni la surveillance directe des diodes de l'excitatrice AC qui sont tournantes, ni la mesure de la tension ou du courant de champ de la génératrice principale. Par conséquent, la simulation des transitoires électromagnétiques (EMT) dans un système d'excitatrice sans balai est essentiel pour examiner les conditions de fonctionnement anormales et mettre en place des mesures pour améliorer la fiabilité et la disponibilité du système. Cependant, une telle modélisation est difficile en utilisant les programmes de type EMT existants tels que *EMTP-RV* [4], [5], [6], [7], *ATP / EMTP* [8] et *PSCAD / EMTDC* [9] en raison de leur bibliothèque limitée concernant les machines polyphasées. Dans ces programmes, les systèmes d'excitation sont modélisés à l'aide de diagrammes de contrôle et l'admittance équivalente de la machine synchrone (SM) insérée dans les équations du réseau principal (de PSNE) ne comprend pas les nœuds correspondants aux bornes de l'inducteur. Cette approche de modélisation ne permet pas la connexion entre le circuit d'excitation et l'enroulement de champ de la génératrice principale. Une alternative est d'utiliser

la méthode basée sur la compensation de la machine universelle (UM) [10] car elle fournit une connexion directe à l'enroulement de champ. Cependant, cette méthode a des limites topologiques importantes [5], [6] et cette solution n'a donc pas été retenue.

Des simulations d'installations de ce type ont déjà été menées. Dans [11] notamment on étudie la réponse harmonique à des defaults sur les diodes pour une excitatrice synchrone triphasée. Le même type de travail que dans ce mémoire est alors proposé. Les scénarios de bris de diodes et les comportements des modes dégradés associés sont étudiés et des conclusions similaires sont finalement tirées, à la différence que la perte d'une diode est bien plus sévère pour une machine à trois phases que pour une à 39. De plus, dans ces travaux, les harmoniques d'espace ne sont pas considérés et les saturations de la machine ne sont pas modélisées.

L'objectif de cette thèse est la mise en place du modèle EMT du système d'excitation sans balai TKJ 166-38 [12] et son intégration au modèle EMT d'une unité qui se compose d'une génératrice principale, d'un modèle d'arbre multi-masses et d'un modèle détaillé turbine-gouverneur. L'excitatrice AC TKJ 166-38 est une machine synchrone à 39 phases, 22 pôles, 275 Hz et sa sortie équipée d'un redresseur à diodes tournantes est utilisée pour alimenter la génératrice principale de 1650MVA à 4 pôles. Le redresseur à diodes est composé de 78 diodes et fusibles et le régulateur de tension de la génératrice est un régulateur PI qui commande la tension de champ de la TKJ 166-38.

La machine synchrone de la TKJ 166-38 [12] et la génératrice principale sont simulées en utilisant un modèle de SM polyphasée dans le domaine des phases [13]. La formulation de l'Analyse Nodale Modifié et Augmentée (ANMA) [14] est utilisée pour fournir une méthode précise pour représenter la connexion de circuits d'excitation aux bornes de l'enroulement de champ de la génératrice. L'approche de modélisation PD permet également la considération des harmoniques d'espace et l'inclusion des saturations magnétiques [15], [16]. Deux options de saturation différentes sont mises en œuvre compte tenu de deux constructions de rotor différentes. En cas de rotor à pôles saillants, le taux de saturation est calculé à partir de la variation de la réluctance du chemin emprunté par le flux magnétique principal compte tenu de la géométrie interne de la machine [16]. D'autre part, en cas de rotor cylindrique, la variation de la réluctance est indépendante du trajet de flux magnétique principal. Par conséquent, la saturation magnétique est représentée en utilisant la méthode traditionnelle d'approximation linéaire par morceaux [15],

[17], [16], [18]. L'excitatrice AC de la TKJ 166-38 dispose d'un rotor à pôles saillants et la génératrice principale a un rotor cylindrique. Les deux machines sont situées sur le même arbre qui est modélisé à l'aide des schémas de contrôle.

Les diodes du redresseur du TKJ 166-38 sont modélisées à l'aide de résistances non linéaires. Le comportement thermodynamique de celles-ci est également modélisé et suit l'équation de la chaleur pour déterminer leur température et ainsi recalculer la caractéristique de tension-courant (DC) en fonction. L'effet du courant de recouvrement inverse, qui joue un rôle important dans l'échauffement de la diode, est imité après la fin de la phase de conduction.

Les simulations sont effectuées en utilisant EMTP-RV [7]. Le modèle PD à n phases de la machine synchrone proposé a été mis en œuvre grâce à l'option « user-defined » (dynamic link library) disponible dans EMTP-RV [7]. Une validation du modèle TKJ 166-38 est effectuée en comparant les simulations avec les caractéristiques disponibles et/ou les résultats d'essais sur le terrain fournis par le fabricant et/ou l'exploitant de la centrale. Le modèle de simulation complet de l'unité thermique 1650MW est donné dans la Figure 1-2. Comme le montre cette figure, l'excitatrice AC et les diodes du redresseur de la TKJ 166-38 sont modélisées avec des circuits électriques tandis que l'excitatrice pilote l'est avec des circuits de contrôle.

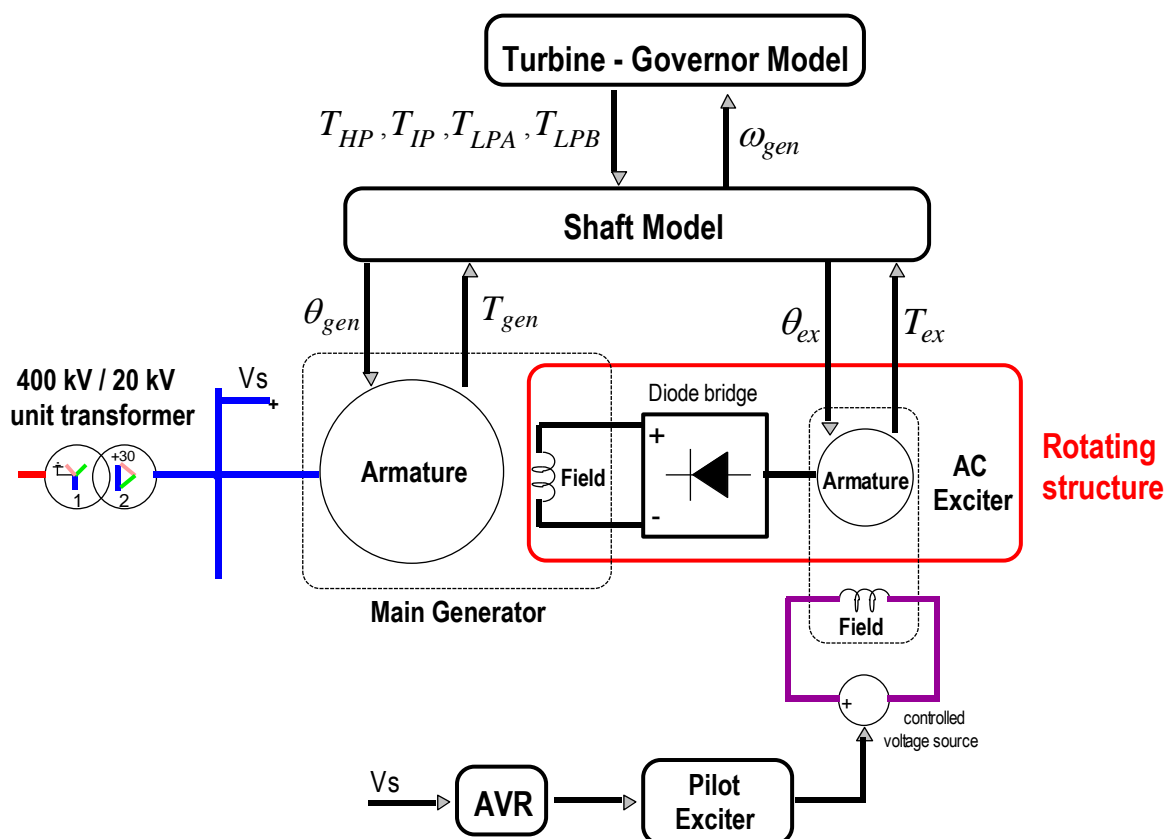


Figure 1-2 : Modèle de simulation d'une unité thermique de 1650MW

Plusieurs simulations représentatives sont effectuées pour différents scénarios de défaillance de bloc redresseur. Les résultats des simulations montrent que le modèle mis au point peut être utilisé soit pour la conception d'une surveillance indirecte de l'excitatrice soit pour l'identification des marges de fiabilité et de disponibilité du système.

Le Chapitre 2 va détailler la modélisation de la partie électrique des deux machines synchrones. Celles-ci sont considérées comme un ensemble d'inductances variables couplées. Les équations dans le domaine linéaire d'un tel ensemble d'inductances sont d'abord rappelées. Puis les deux modèles de saturation, par variation de la reluctance pour l'excitatrice, dq0 pour la génératrice, seront expliqués. Ces modèles seront alors discrétisés dans la dernière partie de ce chapitre.

Le Chapitre 3 traitera de la modélisation de la partie mécanique. Il y sera notamment détaillé le modèle multi-masses, la modélisation des turbines ainsi que leur régulation de puissance.

Le Chapitre 4 expliquera le modèle de diode utilisé en commençant par la non-linéarité de la caractéristique DC qui est transformée en un modèle équivalent de Norton. Puis on y verra comment les variations de température sont déterminées, comment elles font évoluer la courbe DC des diodes et comment la limite thermique est prise en compte. Enfin, la modélisation du courant de recouvrement inverse sera traitée.

Finalement, dans le Chapitre 5, plusieurs simulations sont exposées. Tout d'abord, ce sont des simulations de validations unitaires pour s'assurer de la justesse des différents modèles, notamment de l'excitatrice et des diodes. Puis, ce sont des simulations du modèle complet dans lesquelles sont étudiés les différents modes de défaillances des diodes.

## CHAPITRE 2 CODAGE DES MACHINES SYNCHRONES

Cette section détaille la modélisation des deux machines synchrones de l'installation à savoir l'excitatrice à 39 phases et la génératrice triphasée. Bien que la deuxième reprenne essentiellement la modélisation et l'implémentation de la première, elle possède cependant quelques différences, notamment la présence de *amortisseurs* sur les axes d et q et un modèle de saturation provenant du modèle dq0 [15], [16], [17], [18], [19].

L'excitatrice est une machine à 39 phases, 22 pôles, ayant une fréquence électrique de 275Hz. L'inducteur est fixé au stator et excité par une source de tensions idéale commandée par une régulation qui maintient la tension de la génératrice à 1pu. Cette dernière est une machine triphasée de 1650MW, à 20kV ligne/ligne à 50Hz, ayant 4 pôles et 3 amortisseurs : 2 sur l'axe q et un sur l'axe d. Ces deux machines sont connectées sur le même arbre, sur lequel les 4 turbines sont fixées, et qui tourne à une fréquence mécanique de 25Hz.

La technique de modélisation utilisée est dite dans le domaine du temps. Cette modélisation utilise les méthodes d'intégration trapézoïdale et de Backward Euler (EBA) pour discrétiser et intégrer les équations différentielles issues des théories électromagnétiques [5], [6]. EBA est une méthode d'intégration qui a l'avantage de corriger les oscillations numériques qui peuvent apparaître avec la méthode d'intégration trapézoïdale lors des discontinuités. Elle est donc utilisée lors de discontinuités telles qu'une manœuvre d'interrupteur, d'une faute ou dans le cas des machines, lorsque le point de fonctionnement passe d'un segment à un autre sur la courbe de saturation qui a été segmentée. Lorsque cela arrive, le logiciel EMTP-RV effectue 2 pas de calcul en EBA en divisant par deux le pas de temps.

En trapézoïdale si :

$$f = \frac{dx}{dt} \quad (2.1)$$

alors

$$\frac{f + \hat{f}}{2} = \frac{x - \hat{x}}{\Delta t} \quad (2.2)$$

et en EBA :

$$f = \frac{x - \hat{x}}{\Delta t / 2} \quad (2.3)$$

avec  $\hat{f}$  et  $\hat{x}$  les valeurs au pas de temps précédent respectivement de  $f$  et  $x$ .

Le logiciel EMTP-RV utilise la méthode de l'Analyse Nodale Modifiée et Augmentée (MANA) [14] pour résoudre les réseaux. Ainsi, à chaque pas de calcul, à la suite des intégrations ci-dessus, les modèles discrétisés des machines sont mis sous la forme d'équivalents Thevenin ou Norton.

Pour les machines, c'est le modèle de Thevenin qui est utilisé:

$$\mathbf{v}_m = \mathbf{Z}_{th} \mathbf{i}_m + \mathbf{E}_{th} \quad (2.4)$$

avec  $\mathbf{Z}_{th}$  et  $\mathbf{E}_{th}$  respectivement l'impédance et la source de tension du modèle de Thevenin et  $\mathbf{v}_m$  et  $\mathbf{i}_m$  les tensions et courants de la machine.

Puis sous la forme :

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b} \quad (2.5)$$

suivant la théorie de la formulation MANA pour une source de tension connectée à une impédance. Les tensions et courants sont alors accessibles par résolution de l'équation matricielle précédente.

Concernant les diodes, c'est un modèle de Norton qui est utilisé :

$$i_{diode} = Y_N v_{diode} + I_N \quad (2.6)$$

avec  $Y_N$  et  $I_N$  l'admittance et la source de courant du modèle de Norton.

## 2.1 Les équations de base dans le domaine temporel

### 2.1.1 Modèle linéaire

Les deux machines sont modélisées dans le domaine des phases [13] et donc comme un ensemble d'inductances variables interagissant les unes avec les autres. Lorsque les conditions d'opération sont telles que les inductances de la machine se trouvent dans le domaine linéaire, la valeur de ces dernières ne dépend que de l'angle du rotor. Sinon, elle dépend également du niveau de saturation et dans ce cas, les équations du modèle linéaire seront légèrement modifiées cf. 2.1.2.

### 2.1.1.1 Mise en équations des inductances des phases et du champ

On note ainsi les tensions aux bornes de chaque enroulement :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \vdots \\ v_{nb_{ph}} \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 - u_{nb_{ph}+1} \\ u_2 - u_{nb_{ph}+2} \\ u_3 - u_{nb_{ph}+3} \\ \vdots \\ u_{nb_{ph}} - u_{2nb_{ph}} \\ u_{2nb_{ph}+1} - u_{2nb_{ph}+2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

où  $v_i$  est la tension de la phase  $i$  et  $u_i$  est le potentiel du terminal  $i$ .  $nb_{ph}$  est le nombre de phases de la machine.

Les machines sont modélisées comme un ensemble d'inductances couplées en convention générateur. Voici alors les équations différentielles qui relient les courants aux tensions de chaque enroulement R-L et que le modèle doit résoudre à chaque pas de temps.

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ \vdots \\ v_{nb_{ph}} \\ v_f \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_1 i_1 \\ R_2 i_2 \\ R_3 i_3 \\ \vdots \\ R_{nb_{ph}} i_{nb_{ph}} \\ R_f i_f \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & L_{13} & \cdots & L_{1nb_{ph}} & L_{1f} \\ L_{21} & L_2 & L_{23} & \cdots & L_{2nb_{ph}} & L_{2f} \\ L_{31} & L_{32} & L_3 & \cdots & L_{3nb_{ph}} & L_{3f} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{nb_{ph}1} & L_{nb_{ph}2} & L_{nb_{ph}3} & \cdots & L_{nb_{ph}} & L_{nb_{ph}f} \\ L_{f1} & L_{f2} & L_{f3} & \cdots & L_{fnb_{ph}} & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_{nb_{ph}} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

avec  $R_i$  la résistance de l'enroulement  $i$ ,  $L_i$  son inductance propre et  $L_{ij}$  son inductance mutuelle avec la phase  $j$ .

On écrit l'équation précédente sous la forme matricielle qui est plus synthétique :

$$\mathbf{v} = -\mathbf{R}\mathbf{i} - \frac{d}{dt}[\mathbf{L}\mathbf{i}] \quad (2.9)$$

### 2.1.1.2 Mise en équation des amortisseurs

La génératrice triphasée possède sur l'arbre moteur des amortisseurs électriques, que l'on appelle les "*amortisseurs*". Ils sont réalisés de la même façon que les cages à écureuil des



machines asynchrones. Bien que n'ayant aucun effet sur le régime permanent, ils viennent amortir les effets transitoires. Lorsque ceux-ci surviennent, le flux vu par l'arbre moteur n'est plus constant et un courant va alors être induit dans les barres court-circuitées des *amortisseurs* créant un flux opposé et protégeant ainsi la bobine de l'inducteur.

Ils sont modélisés par trois inductances R-L, une sur l'axe de l'arbre de la machine, communément appelé *l'axe d* en référence à la modélisation classique *dq0* [20], et deux sur l'axe perpendiculaire à ce dernier, *l'axe q*. À eux trois, ils permettent ainsi de modéliser les réactances aux phénomènes transitoires et sub-transitoires. Les valeurs des inductances et résistances sont déterminées à partir de ces réactances qui sont elles même obtenues à partir des résultats de tests en circuit-ouvert [21], [22].

Les calculs à effectuer pour passer du domaine des phases au domaine dq0 sont expliqués dans l'Annexe 2.

Avec les *amortisseurs*, l'équation (2.9) devient :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 \end{pmatrix} - \frac{d}{dt} \left( \begin{pmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{L}_{12} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{i}_2 \end{pmatrix} \right) \quad (2.10)$$

avec :

$$\mathbf{R}_2 = \begin{pmatrix} R_{d1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{q1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{q2} \end{pmatrix} \quad \text{la matrice des résistances des amortisseurs}$$

$$\mathbf{L}_2 = \begin{pmatrix} L_{d1} & L_{d1q1} & L_{d1q2} \\ L_{q1d1} & L_{q1} & L_{q1q2} \\ L_{q2d1} & L_{q2q1} & L_{q2} \end{pmatrix} \quad \text{la matrice des inductances propres des amortisseurs}$$

$$\mathbf{L}_{12} = \begin{pmatrix} L_{1d1} \dots L_{nb_{phases}d1} L_{fd1} \\ L_{1q1} \dots L_{nb_{phases}q1} L_{fq1} \\ L_{1q2} \dots L_{nb_{phases}q2} L_{fq2} \end{pmatrix} \quad \text{la matrice des inductances mutuelles entre les amortisseurs}$$

et les phases.

$$\mathbf{L}_{21} = \mathbf{L}_{12}^T$$

$d1, q1$  et  $q2$  sont respectivement les indices pour le damper de l'axe d et les deux amortisseurs de l'axe q de la machine synchrone. L'indice 1 correspond aux phases et à l'inducteur.

À partir de l'équation (2.10), on trouve l'équation différentielle suivante qui sera utilisée pour déterminer les courants dans les amortisseurs. On remarque que les tensions aux bornes des amortisseurs sont nulles car ceux-ci sont court-circuités.

$$\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{21} \mathbf{i}_1) + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{22} \mathbf{i}_2) = 0 \quad (2.11)$$

avec  $\mathbf{i}_2(1) = i_{d1}$ ;  $\mathbf{i}_2(2) = i_{q1}$ ;  $\mathbf{i}_2(2) = i_{q2}$ , les courants des amortisseurs  $d1, q1$  et  $q2$ .

### 2.1.1.3 Les inductances propres et mutuelles

Pour calculer les admittances nodales servant à la résolution des équations du réseau principal (MNE) au pas de temps  $t$ , il est nécessaire de connaître les valeurs des inductances à ce moment. Les inductances propres et mutuelles entre les enroulements sont donc recalculées à chaque pas de temps. Leurs valeurs dépendent des emplacements géométriques des bobines autour du stator et du rotor, du matériau magnétique utilisé, de son état de saturation, et, bien entendu, de l'angle du rotor. Ce sont ces deux derniers paramètres d'entrée qui varient d'un pas de temps à l'autre. Ils doivent donc être estimés pour la résolution du pas de temps  $t$ . L'angle du rotor l'est en suivant le principe de conservation de l'inertie de rotation qui assure la continuité de la vitesse du rotor. Ainsi, pour estimer l'angle au pas suivant, on considère la vitesse de rotation constante. L'estimation des taux de saturation passe par celle du flux qui sera expliquée au chapitre suivant (2.1.2.1).

Les inductances mutuelles et propres sont exprimées par une somme d'harmoniques déphasées les unes des autres. Pour la TKJ 166-38, les coefficients et les phases ont été identifiés par les travaux [12] en utilisant l'analyse de Fourier pour identifier les harmoniques.

L'inductance mutuelle entre deux enroulements de phases est :

$$L_{ij} = FACT \left[ \sum_{k=0}^{nb_{harm}/2} L_{coef\ ph\ pair}^{(k, j-i+1)} \cos \left( 2k\theta + 2k(i-1) \frac{2\pi nb_{windings}}{nb_{ph}} - \delta(k, j-i+1) \right) \right] \quad (2.12)$$

avec :

- $\delta(k, j-i+1)$  le déphasage des harmoniques pairs  $2k$  entre les tensions de la phase  $i$  et  $j$  lors du test en circuit ouvert de la machine [22]
- $L_{coef\,ph\,pair}^{(k,j-i+1)}$  sont les coefficients des harmoniques pairs  $2k$  des inductances entre les phases  $i$  et  $j$ .
- $FACT$  un facteur correcteur égal à 1.2465 pour la TKJ 166-38 utiliser pour corriger les coefficients d'inductances pour rapprocher les résultats des simulations aux mesures.
- $nb_{windings}$  le nombre d'enroulements sur lesquels les phases sont disposées autour de la machine. Pour l'excitatrice, il y a 4 enroulements. Les dix premières phases sont sur le premier enroulement autour de la machine, les dix suivantes sur le deuxième, etc. Les phases 1 et 11 sont donc presque coaxiales. Pour la génératrice, ce paramètre est égal à 1.
- $nb_{ph}$  le nombre de phases de la machine

Les inductances propres des phases sont :

$$L_{ii} = FACT \left[ \sum_{k=0}^{nb_{harm}/2} L_{coef\,ph\,pair}^{(k,j-i+1)} \cos \left( 2k\theta + 2k(i-1) \frac{2\pi nb_{windings}}{nb_{ph}} - \delta(k,1) \right) \right] \quad (2.13)$$

Les inductances mutuelles entre enroulements de phases et l'inducteur sont :

$$L_{if} = L_{coef\,field\,impair}^{(1,2)} + \sum_{k=2}^{\frac{nb_{harm}}{2}} L_{coef\,field\,impair}^{(k,2)} \cos \left( (2k-1)\theta + (i-1)(2k-1) \frac{2\pi nb_{windings}}{nb_{ph}} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.14)$$

avec  $L_{coef\,field\,impair}^{(k,2)}$  les coefficients des harmoniques impairs  $2k+1$  des inductances mutuelles entre l'inducteur et les phases.

Enfin, l'inductance propre du champ est :

$$L_{1f} = L_{coef\,field}^{(1,1)} \quad (2.15)$$

avec  $L_{coef\,field}^{(1,1)}$  l'inductance propre de l'inducteur.

Les harmoniques d'espace sont modélisés grâce à ces équations. Pour la génératrice triphasée, ils sont représentés par des coefficients qui sont donnés en pourcentage de la fondamentale (Annexe 2). Les harmoniques sont également accompagnés d'un angle de phase. Ces deux paramètres peuvent être obtenus par l'analyse de série de Fourier de la réponse à un essai sans charge des machines [22].

## 2.1.2 Modèles avec Saturation

Pour les deux machines, les saturations sont prises en compte, mais pas de la même façon. Pour la génératrice, pour obtenir un modèle générique, la théorie du modèle de saturation dq0 est reprise [17], [18], [19]. Les données pour cette théorie sont les plus accessibles et répondues. Pour notre étude, les saturations sont déterminées à partir du flux total sans différenciation sur les axes d et q car le rotor de la machine est cylindrique.

Pour l'excitatrice, les données pour appliquer la théorie dq0 ne sont pas accessibles. Une technique de calcul des saturations différente a été développée qui se base sur les variations de la reluctance du chemin magnétique.

### 2.1.2.1 Saturation calculée par variation de la reluctance

Ce modèle est appliqué à l'excitatrice. Il est inspiré du papier « *A Phase-Domain Synchronous Generator Model Including Saturation Effects* » [16]. Pour appliquer ce modèle, le matériau magnétique est considéré isotrope. La prise en compte des saturations se fait au travers de la variation de la reluctance du chemin magnétique de la machine. À chaque pas de temps, cette dernière est recalculée.

La Figure 2-1 représente la coupe de l'excitatrice suivant le plan normal à l'axe de rotation du rotor. Seulement 6 pôles ont été représentés au lieu de 22 pour plus de clarté. En bleu, sont représentés les pôles d'une phase qui sont connectés en série. Les autres phases n'apparaissent pas. En gris, ce sont les pôles de l'inducteur, eux aussi connectés en série.

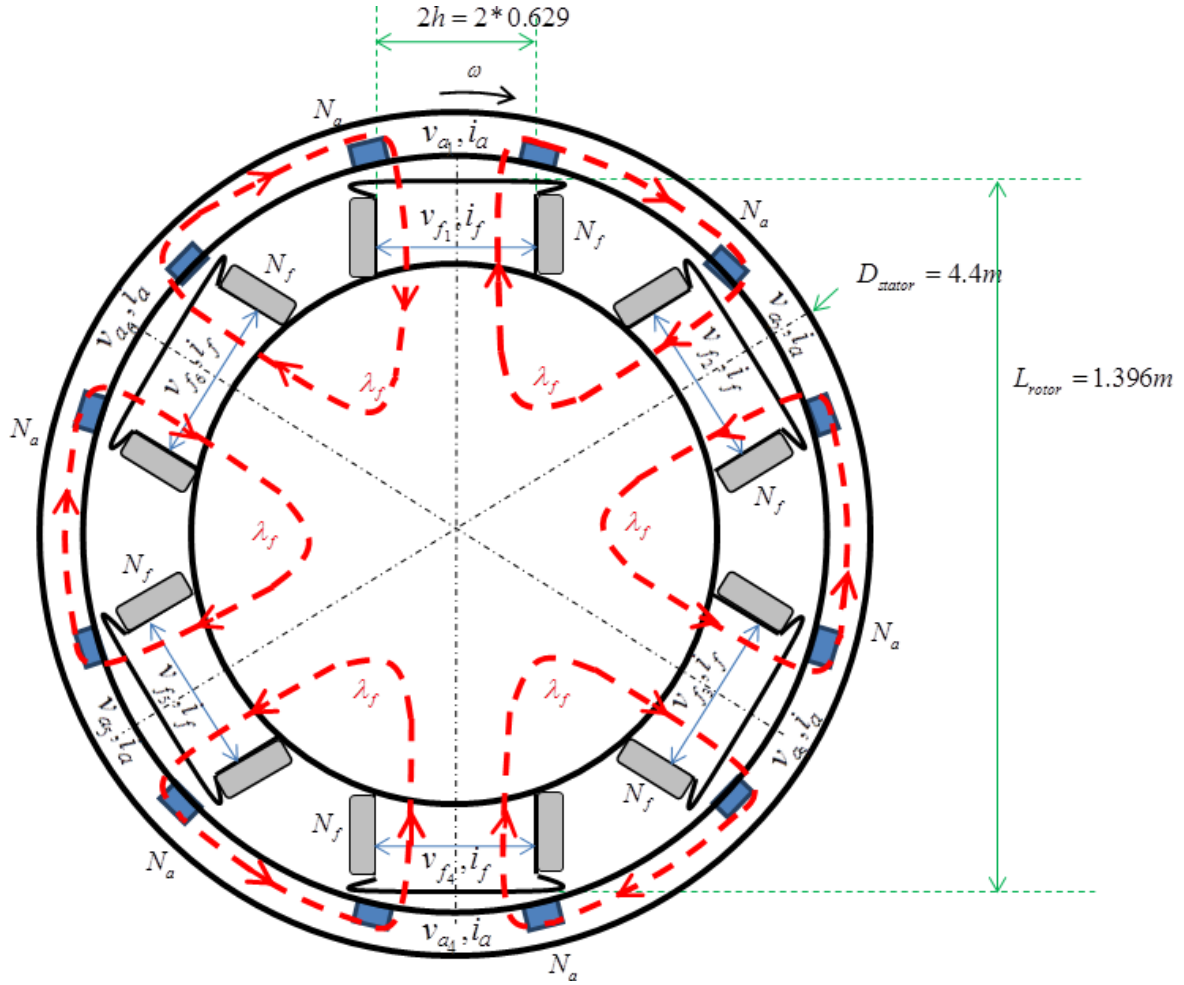


Figure 2-1 : Coupe de l'excitatrice selon le plan normal à l'axe de rotation du rotor. La machine est représentée avec 6 pôles au lieu de 22.

$V_{a_i}$  est la tension aux bornes du pôle  $i$  de la phase a,  $\lambda_f$  est le flux parcourant le chemin magnétique,  $N_i$  est le nombre de spires de l'enroulement de la phase  $i$ ,  $D_{stator}$  est le périmètre du stator,  $L_{rotor}$  est le diamètre du rotor,  $h$  est le rayon de l'enroulement de l'inducteur et  $i_k$  est le courant dans la phase  $k$ .

La machine contient 39 phases réparties sur 4 couches comme montré sur la Figure 2-2. Chaque couche contient 10 phases dont les axes sont espacés de :

$$\frac{4 * 2\pi}{nb_{ph} nb_{poles} / 2} = 18.45^\circ \quad (2.16)$$

Ainsi, les premières phases des 4 couches ( $nb_{windings}$ ) ont un déphasage angulaire de  $4.6^\circ$ .

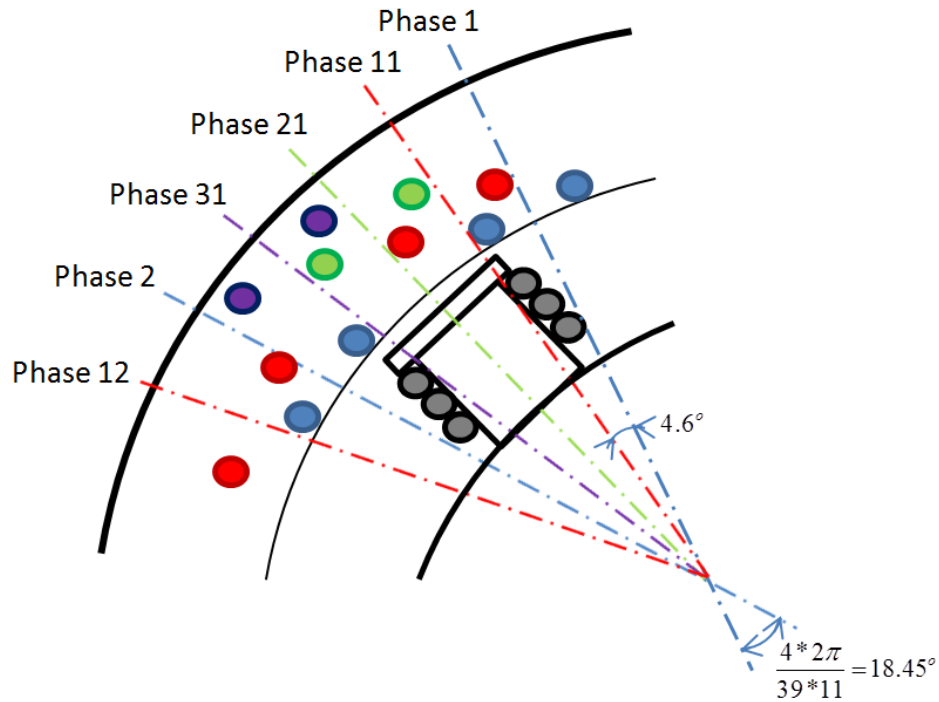


Figure 2-2 : Dispositions des bobines des phases en 4 enroulements : enroulement 1 en bleu, 2 en rouge, 3 en vert et 4 en violet. Seules les deux premières phases de chaque enroulement sont représentées.

Les phases sont disposées et connectées de façon symétrique autour de la machine si bien qu'on peut diviser le chemin magnétique en 11 chemins indépendants reliant deux pôles, autrement dit, en 11 machines à 2 pôles (Figure 2-3) dont le flux est égal au flux total de la machine divisé par 11. Grâce à la symétrie de rotation, lors d'une occurrence externe à la machine, le flux dans chacun des chemins sera le même et ils auront ainsi un taux de saturation identique.

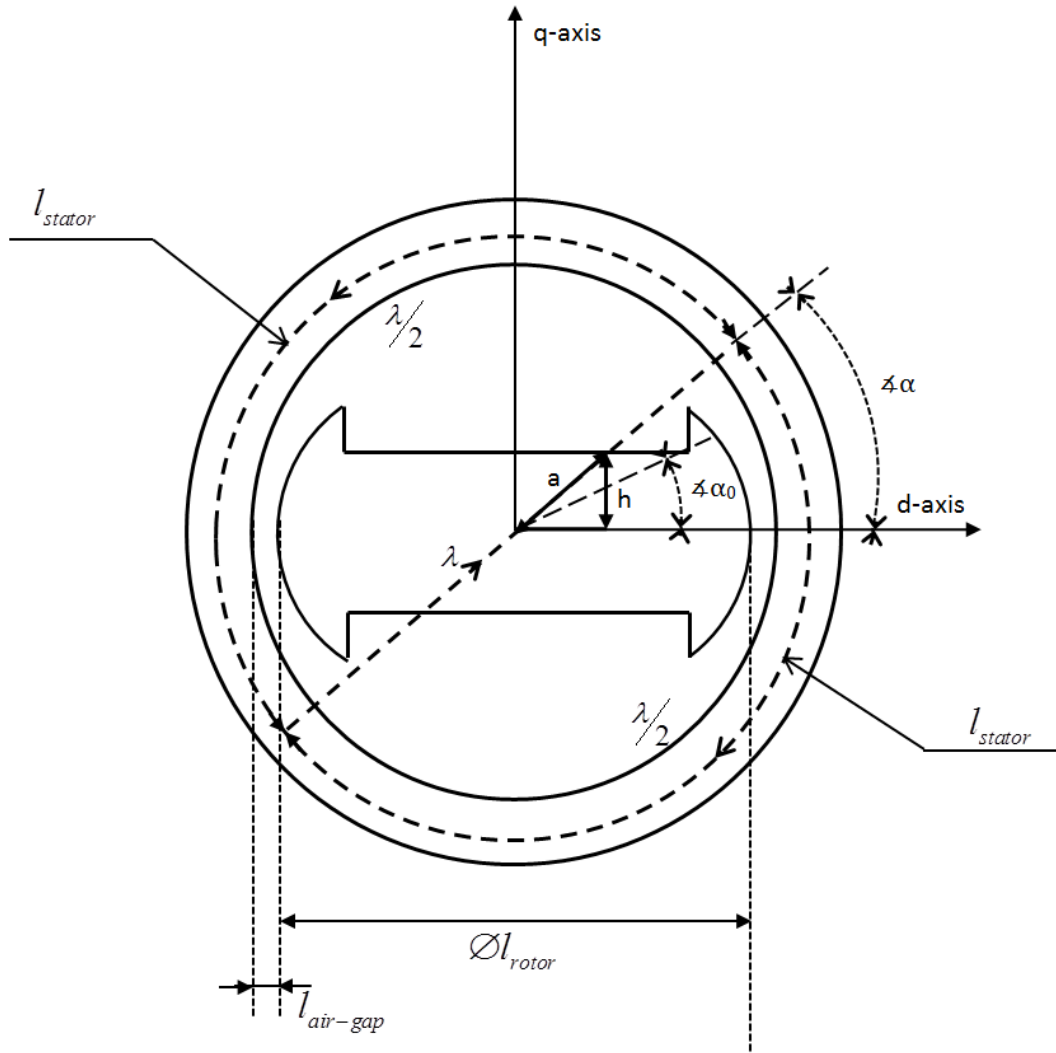


Figure 2-3 : Représentation du chemin du flux dans le rotor, stator et air-gap de la machine équivalente à un des chemins magnétiques reliant deux pôles de la machine réelle.

Dans cette représentation le chemin du stator est séparé en deux demi-périmètres. Ainsi, pour conserver la même reluctance,  $l_{stator}$  la longueur du chemin magnétique du stator de la représentation équivalente, est le double de la longueur du chemin parcouru dans le stator de la machine entre deux pôles, soit :

$$l_{stator} = 2 \frac{2}{nb_{poles}} D_{stator} \quad (2.17)$$

La valeur de la reluctance dans les deux cas est ainsi la même.

Dans le modèle équivalent les 39 phases sont disposées autour de la machine au lieu d'être sur une seule portion, ainsi l'angle maximal  $\alpha_0$  entre la **MMF** et l'axe du rotor avant que le flux sorte de la saillie (voir Figure 2-3) est alors 11 fois plus grand que l'angle sur la machine réelle. Les angles entre les axes des phases sont également multipliés par 11.

Les inductances propres et mutuelles des machines sont inversement proportionnelles à la reluctance du chemin magnétique du flux qui les traverse. Une matrice de coefficients **SAT** pondérant les inductances propres et mutuelles peut donc être calculée dont les coefficients sont :

$$SAT_{ij} = \frac{\mathfrak{R}_{tot\_lin_{ij}}}{\mathfrak{R}_{tot_{ij}}(t)} \quad (2.18)$$

avec  $SAT_{ij}$  le coefficient de pondération associé au chemin magnétique entre les phases  $i$  et  $j$ , et qui pondère donc l'inductance mutuelle entre elles.  $\mathfrak{R}_{tot\_lin_{ij}}$  est la reluctance linéaire de ce chemin. Les cas où  $i = j$  sont pour les inductances propres.

Le coefficient  $SAT_{ij}$  dépend de la saturation de chaque boucle de flux reliant deux pôles de la machine, visible en rouge sur la Figure 2-1. Or, comme tous ces chemins magnétiques indépendants reliant deux pôles ont, par symétrie de rotation, le même taux de saturation,  $SAT_{ij}$  de la machine réelle sera le même que pour la machine équivalent Figure 2-3. De plus, ce chemin magnétique est commun à toutes les phases, donc les inductances sont pondérées de la même façon et  $SAT$  est un réel de dimension 1. L'étude des saturations de la TKJ 166-38 revient donc au calcul des variations de la reluctance de la machine bipolaire de la Figure 2-3.

Les équations du modèle linéaire sont donc toujours utilisées, auxquelles vient s'ajouter ce coefficient correcteur  $SAT$ . La nouvelle équation de la tension est alors :

$$\mathbf{v} = -\mathbf{R}\mathbf{i} - \frac{d(\mathbf{SAT}\mathbf{L}\mathbf{i})}{dt} \quad (2.19)$$

Pour trouver le coefficient  $SAT$ , la reluctance du chemin magnétique du flux est recalculée. Celle-ci se compose des 3 reluctances suivantes en série :

$$\mathfrak{R}_{tot} = \mathfrak{R}_{stator} + \mathfrak{R}_{rotor} + \mathfrak{R}_{airgap} \quad (2.20)$$

Deux phénomènes modifient cette reluctance.



- Le premier est la saturation dans les matériaux du rotor et du stator lorsque le flux devient trop important. Il est caractérisé par la courbe de saturation de flux en fonction du champ magnétique qui est obtenue grâce à la courbe de l'essai à vide donnant la tension de phase en fonction du courant de l'inducteur.
- Le deuxième est la variation de la taille de l'entrefer. Lorsque l'angle  $\alpha$  entre la force magnétomotrice totale (**MMF**) et l'axe du pôle saillant (axe d) devient trop grand, celle-ci sort prématurément du pôle, diminuant ainsi le chemin parcouru dans le rotor et augmentant la taille de l'entrefer.

Le calcul des saturations nécessite donc au préalable le calcul de la force magnétomotrice totale (**MMF**), de l'angle de celle-ci avec l'axe du pôle du rotor( $\alpha$ ) , du flux et de la perméabilité relative du matériau du rotor et du stator.

#### 2.1.2.1.1 Calcul de la force magnétomotrice

Nous travaillons désormais avec le modèle de machine bipolaire équivalente de la Figure 2-3. À chaque pas de temps, la MMF, responsable des saturations dans les matériaux, est calculée. Les pôles sont connectés en série, le courant passant dans chacun d'entre eux est donc égale au courant de phase de la machine. La MMF du modèle bipolaire est ainsi la somme des courants de la machine, pondérés par le nombre de tours de fil des bobines qu'ils traversent. Elle est orientée dans le plan normal à l'axe de rotation du rotor grâce aux coordonnées complexes. Elle est considérée incluse dans ce plan.

De plus, comme vu dans le chapitre précédent, pour la TKJ 166-38, les phases sont disposées sur 4 couches ( $nb_{windings}$ ), on divise donc par 4 la MMF produite par celles-ci. Il n'y a par ailleurs pas d'amortisseur pour cette machine, donc  $N_{d1}, N_{q1}, N_{q2} = 0$ .

$$\mathbf{MMF} = N_f i_f \angle \theta + \frac{1}{nb_{windings}} \sum_{i=1}^{nb_{ph}} N_i i_i \angle (1-i) \frac{2\pi nb_{windings}}{nb_{ph}} \quad (2.21)$$

avec :

- $N_i$  : le nombre de tour de fils dans l'enroulement i.

Pour la génératrice synchrone :

$$\mathbf{MMF} = N_f i_f \angle \theta + N_{d1} i_{d1} \angle \theta + N_{q1} i_{q1} \angle \theta - \frac{\pi}{2} + N_{q2} i_{q2} \angle \theta - \frac{\pi}{2} + \sum_{i=1}^{nb_{ph}} N_i i_i \angle (1-i) \frac{2\pi}{nb_{ph}} \quad (2.22)$$

#### 2.1.2.1.2 Calcul de l'angle entre la force magnétomotrice totale et l'axe du rotor

L'angle entre la  $\mathbf{MMF}$  et l'axe de la bobine de la phase 1, qui est la référence d'angle, est:

$$\text{angle}(\mathbf{MMF}) = \text{atan}\left(\frac{\text{Im}(\mathbf{MMF})}{\text{Re}(\mathbf{MMF})}\right) \quad (2.23)$$

$$\text{avec } \text{angle}(\mathbf{MMF}) \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$$

Nous travaillons toujours avec le modèle de machine bipolaire équivalente, qui a un taux de saturation identique à la machine réelle.

L'angle du rotor n'est pas compris entre  $-\frac{\pi}{2}$  et  $\frac{\pi}{2}$  car il est intégré à partir de la vitesse de rotation et grandit donc au fur et à mesure de la rotation du rotor. Pour calculer l'angle entre la force électromotrice et l'axe du pôle du rotor, on doit donc calculer l'angle entre les deux vecteurs unitaires, l'un de sens et direction ceux de la  $\mathbf{MMF}$ , l'autre ceux de l'axe du rotor ( $\theta + \pi/2$ ).

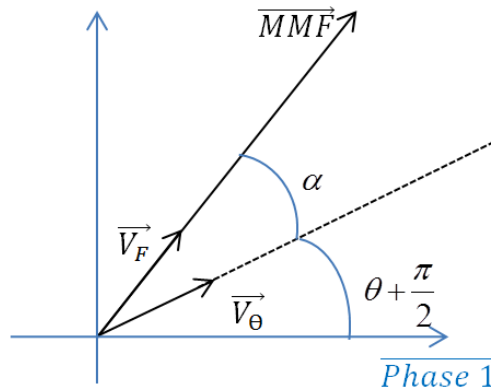


Figure 2-4 : Schéma des vecteurs unitaires  $\mathbf{MMF}$  et axe du pôle du rotor.

$$\vec{V}_F = \frac{1}{\sqrt{Re(\mathbf{MMF})^2 + Im(\mathbf{MMF})^2}} \begin{bmatrix} Re(\mathbf{MMF}) \\ Im(\mathbf{MMF}) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\vec{V}_\theta = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Pour trouver l'angle entre les deux vecteurs, on utilise une méthode mathématique classique mettant en œuvre la fonction arc cosinus pour trouver la valeur absolue de l'angle et le déterminant pour trouver son signe.

$$\text{- Si } \sin(\alpha) = \begin{vmatrix} V_F(1) & V_{teta}(1) \\ V_F(2) & V_{teta}(2) \end{vmatrix} = V_F(1)V_{teta}(2) - V_F(2)V_{teta}(1) > 0 \quad (2.26)$$

$$\alpha = \left| ACOS(\vec{V}_F \cdot \vec{V}_{teta}) \right| = \left| ACOS(V_F(1)V_{teta}(1) + V_F(2)V_{teta}(2)) \right| \quad (2.27)$$

$$\text{- Si } \sin(\alpha) = \begin{vmatrix} V_F(1) & V_{teta}(1) \\ V_F(2) & V_{teta}(2) \end{vmatrix} < 0 \quad (2.28)$$

$$\alpha = - \left| ACOS(\vec{V}_F \cdot \vec{V}_{teta}) \right| = - \left| ACOS(V_F(1)V_{teta}(1) + V_F(2)V_{teta}(2)) \right| \quad (2.29)$$

Finalement,  $\alpha \in ]-\pi; \pi]$

#### 2.1.2.1.3 Calcul de la reluctance du chemin magnétique en fonction des saturations

##### Calcul de la reluctance linéaire

Lors de l'initialisation, la reluctance linéaire de la machine bipolaire équivalente est calculée. Elle est utilisée pour le calcul du coefficient de saturation  $SAT$ . On assume donc que les coefficients des harmoniques des inductances, qui vont être pondérés par ce coefficient, correspondent au domaine linéaire, sinon ceux-ci doivent être corrigés en les divisant par le coefficient de saturation correspondant. La reluctance est calculée à partir des longueurs géométriques des différents éléments : rotor, stator, air-gap de la machine bipolaire équivalente,

ainsi que la courbe de saturation magnétique B-H de leur matériau. Les perméabilités relatives linéaires sont la pente de la partie linéaire des courbes.

La reluctance linéaire de chaque partie du chemin magnétique est :

$$\Re_{Rotor\_lin} = \frac{l_{rotor}}{\mu_{rotor} A_{rotor}} \quad (2.30)$$

$$\Re_{air\_gap\_lin} = \frac{2l_{airgap}}{\mu_0 A_{airgap}} \quad (2.31)$$

$$\Re_{stator\_lin} = \frac{l_{stator}}{2\mu_{stator} A_{stator}} \quad (2.32)$$

avec :

- $l_i$  : la longueur du chemin magnétique de l'élément  $i$  (rotor, stator, air-gap) en m
- $A_i$  : La surface en  $m^2$  du chemin magnétique de l'élément  $i$  (rotor, stator, air-gap) traversée par le flux
- $\mu_{stator} = \mu_{rotor} = \frac{B_2}{H_2}$  (2.33)

où  $(H_2, B_2)$  est le point de la courbe de saturation du matériau à partir duquel celle-ci n'est plus linéaire.

$$\mu_0 = 1.25663706.10^{-6} \text{ kg.m.A}^2\text{s}^{-2} \quad (2.34)$$

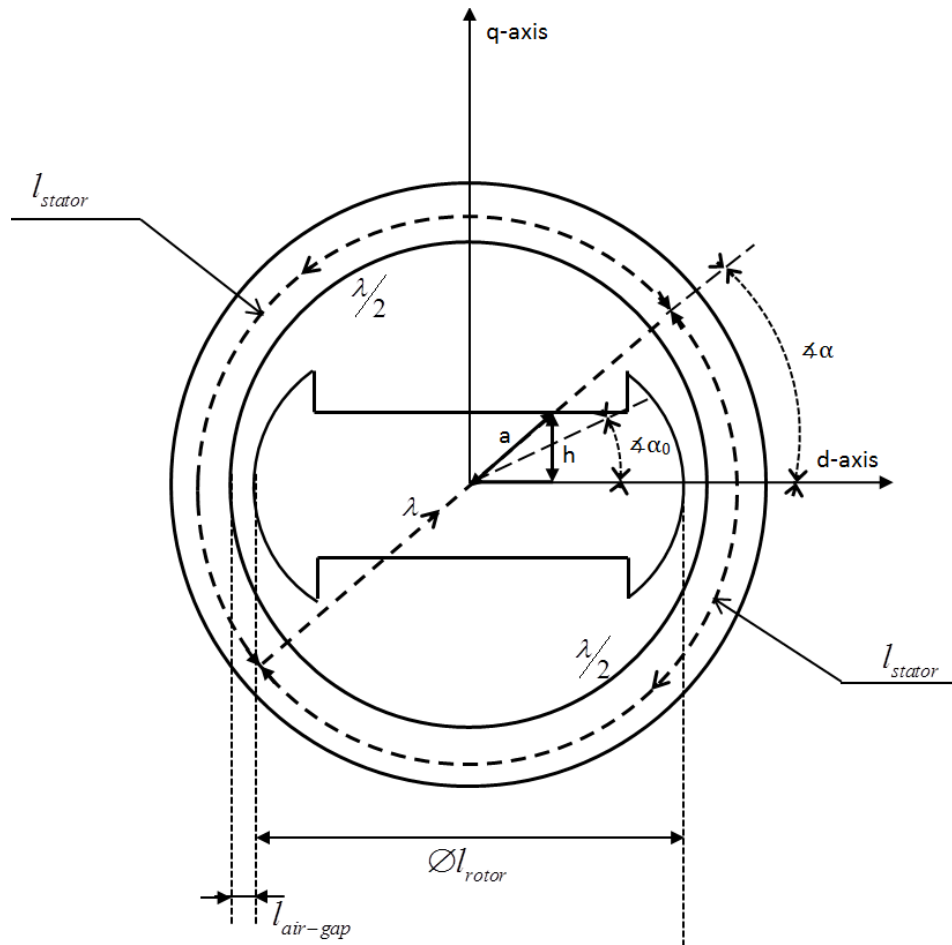


Figure 2-5 : Représentation du chemin du flux dans le rotor, stator et air-gap

Le circuit magnétique de la machine Figure 2-5 peut être représenté comme celui de la Figure 2-6 :

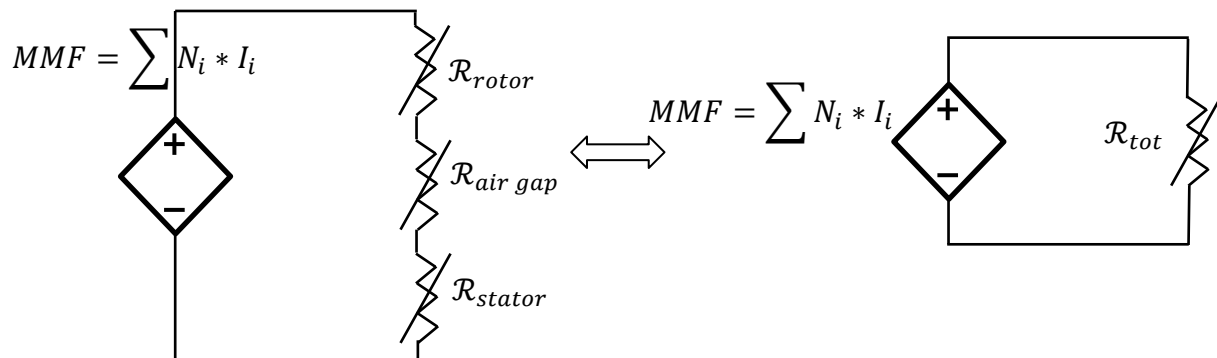


Figure 2-6 : Circuit magnétique équivalent de la machine

avec la reluctance équivalente :

$$\mathfrak{R}_{tot\_lin} = \mathfrak{R}_{rotor\_lin} + \mathfrak{R}_{air\ gap\_lin} + \mathfrak{R}_{stator\_lin} \quad (2.35)$$

On peut trouver une autre expression de la reluctance linéaire qui permettra de relier celle-ci aux données des essais à vide, à savoir la tension de phase et le courant de l'inducteur lors de l'essai à vide de la machine. Grâce à la relation entre le flux et la MMF lors de cet essai :

$$\mathfrak{R}_{tot\_lin} = \frac{MMF}{\lambda} = \frac{N_f I_{f_{lin}}}{\frac{V_{a_{lin}}}{2} \frac{2}{N_a 2\pi f nb_{poles}}} \quad (2.36)$$

Le flux est obtenu à partir des tensions de phases. On le divise par le nombre de paires de pôles car nous travaillons avec la représentation bipolaire équivalente.

En considérant les perméabilités des matériaux du rotor et du stator identiques, on peut trouver la valeur de celles-ci grâce aux expressions des reluctances (2.30), (2.31), (2.32), (2.35) et (2.36) :

$$\mu_{lin} = \frac{\frac{l_{rotor}}{A_{rotor}} + \frac{l_{stator}}{2A_{stator}}}{\mathcal{R}_{tot\_lin} - \frac{2l_{airgap}}{\mu_0 A_{airgap}}} \quad (2.37)$$

À partir de la reluctance linéaire et de la courbe de l'essai à vide de la machine, on va construire les différentes courbes nécessaires au calcul du coefficient de saturation

#### Construction des courbes de saturation

Les courbes de saturation sont fabriquées à partir de celle de l'essai à vide Figure 2-7.

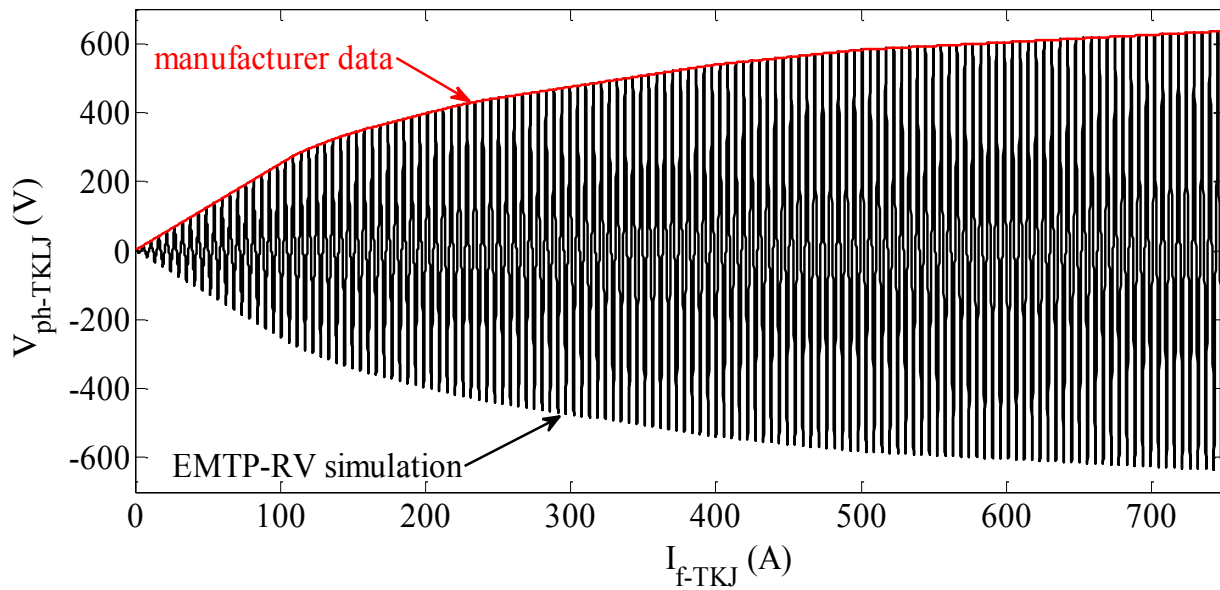


Figure 2-7 : Courbe de la tension d'une phase à vide en fonction du courant de champ de la machine TKJ 166-38 (TKJ\_test\_a\_vide.ecf)

La première est la courbe ayant le flux en ordonnée et la force magnétomotrice en abscisse lors de l'essai à vide (Figure 2-7). Pour cela, on multiplie les courants de champ par le nombre de tours de fil de la bobine de champ  $N_f$  (qui est la seule traversée par un courant lors de l'essai à vide) et on obtient les ordonnées ainsi :

$$\lambda_i = \frac{1}{N_a} \frac{2}{2\pi f \, nb_{poles}} V_{vide_i} \quad (2.38)$$

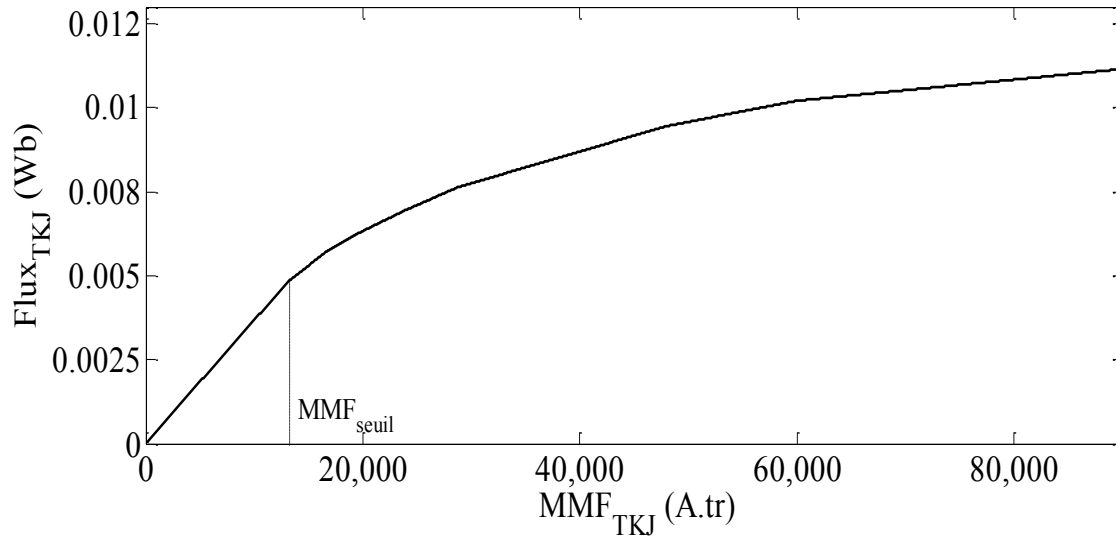


Figure 2-8 : Flux magnétique en fonction de la force magnétomotrice lors de l'essai à vide de la TKJ 166-38 (TKJ\_test\_a\_vide.ecf)

La MMF à partir de laquelle les saturations apparaissent est :

$$MMF_{seuil} = N_f I_{f_{lin}} \quad (2.39)$$

où  $I_{f_{lin}}$  est le courant à partir duquel les saturations apparaissent dans l'essai à vide.

Puis, en utilisant la relation (2.36) qui relie la reluctance au flux magnétique et à la force magnétomotrice, on obtient la courbe de la reluctance en fonction de la MMF lors de l'essai à vide. Bien entendu, la reluctance est constante en dessous de  $MMF_{seuil}$ , car il n'y a pas de saturation.



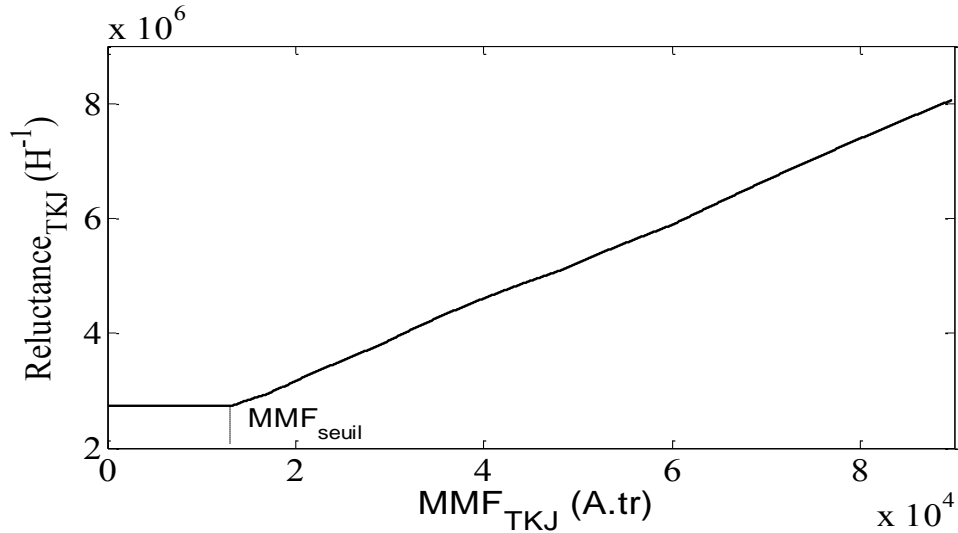


Figure 2-9 : Reluctance de la TKJ 166-38 en fonction de la force magnétomotrice lors de l'essai à vide (TKJ\_test\_a\_vide.ecf)

Lors de l'essai à vide, du fait de l'absence de charge, il n'y a pas de déphasage entre la force magnétomotrice et l'axe du pôle du rotor. Ainsi, la seule origine des saturations est la saturation magnétique des matériaux. De plus, toujours en assumant que le matériau dans le rotor et le stator est le même, on peut calculer la perméabilité pour les différents points de mesures de l'essai, grâce à la relation suivante qui est la généralisation de (2.37):

$$\mu_i = \frac{\frac{l_{rotor}}{A_{rotor}} + \frac{l_{stator}}{2A_{stator}}}{\Re_i - \frac{2l_{airgap}}{\mu_0 A_{airgap}}} \quad (2.40)$$

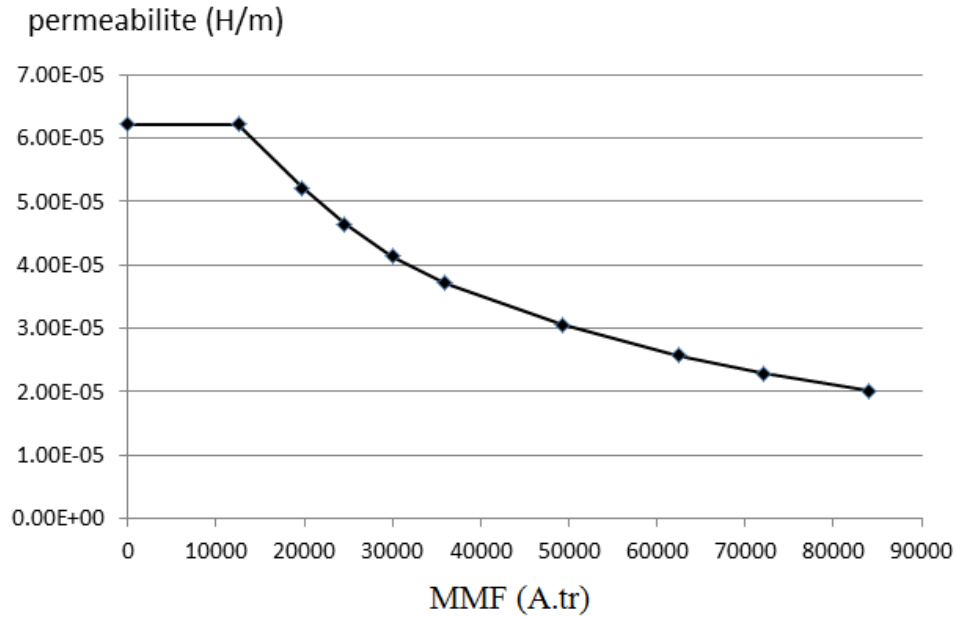


Figure 2-10 : Perméabilité en fonction de la force électromotrice lors de l'essai à vide

Enfin, grâce à la courbe précédente et des points de flux, on peut obtenir la courbe B-H du matériau magnétique.

$$B_i = \frac{\lambda_i}{A_{rotor}} = \frac{\lambda_i}{2A_{stator}} \quad (2.41)$$

$$H_i = \frac{B_i}{\mu_i} \quad (2.42)$$

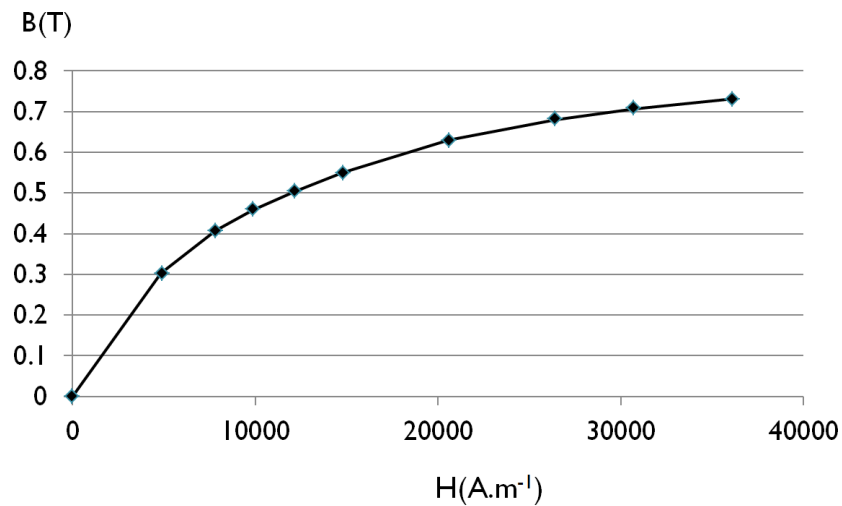


Figure 2-11 : Champ magnétique du matériau de la machine en fonction de l'intensité de champ magnétique

Dans le modèle testé dans EMTP-RV. Toutes ces courbes sont fabriquées à l'initialisation. Cependant, il n'est pas toujours possible d'obtenir tous les paramètres nécessaires, comme les géométries des différents éléments par exemple.

Pour les machines à rotor cylindrique, uniquement les saturations dans le matériau jouent un rôle. Ce modèle nécessite alors la courbe de l'essai à vide et le rapport en le nombre de tour de fil de la bobine de champ et de celles de phases. On sélectionne ce mode en choisissant la variable `enable_saturation = 1`.

#### Calcul de la reluctance en fonction du chemin magnétique

À partir de la Figure 2-5, il est possible de calculer la valeur de l'angle  $\alpha_0$  entre l'axe du rotor de la machine bipolaire équivalente et celui de la **MMF** à partir duquel cette dernière sortira prématurément de la saillie du pôle. Cette situation arrive lorsque les charges sont fortement déséquilibrées ou lors de transitoires. Cette angle est égal à :

$$\alpha_0 = \alpha_{0_{reel}} \frac{nb_{poles}}{2} \quad (2.43)$$

Où  $\alpha_{0_{reel}}$  est l'angle limite pour un pôle de la machine réelle (voir Figure 2-5).

À partir de cet angle, deux cas sont à considérer. Le premier, si  $\alpha < \alpha_0$ , est le cas nominal. Seules les saturations dans les matériaux ont lieu. Ce cas est simple car l'entrefer est considéré constant, et la reluctance de la machine est ainsi simple à calculer. Le deuxième est lorsque l'angle  $\alpha$  est tel que la MMF sort prématurément de la saillie. Ce dernier est beaucoup plus délicat car, l'entrefer n'étant pas constant, on ne peut pas trouver directement le champ magnétique aux bornes de chaque reluctance de la Figure 2-6. Un processus itératif est nécessaire.

À chaque pas de temps, le force magnétomotrice est calculée (voir 2.1.2.1.1).

#### Si $\alpha < \alpha_0$

Dans le cas où l'angle entre la MMF et l'axe du pôle rotor ( $\alpha$ ) est tel que le flux parcourt entièrement la saillie du pôle, le calcul des saturations est simple. Si le matériau ne pouvait pas être considéré comme isotrope, les saturations dépendraient alors de l'angle  $\alpha$  et plusieurs

courbes de saturation du même type que celle de la Figure 2-8 ou de la Figure 2-11 seraient nécessaires pour différentes valeurs de  $\alpha$  [16]. Avec l'hypothèse d'isotropie du matériau magnétique, c'est un cas nominal, le même que lors de l'essai à vide. Les reluctances, et donc le flux, évolueront de la même façon que dans cet essai pour une MMF donnée. Ainsi, en utilisant la courbe de la Figure 2-8, on calcule le flux correspondant pour la MMF trouvée, et on le divise par le flux s'il n'y avait pas de saturation. On trouve ainsi le coefficient de saturation :

$$SAT = \frac{\lambda}{L_{adu} \left( \frac{MMF}{N_f} \right)} = \frac{\Re_{rated}}{\Re} \quad (2.44)$$

où  $L_{adu}$  est la pente de la courbe flux courant d'inducteur lors de l'essai à vide.

Sans l'hypothèse d'isotropie, on aurait :

$$SAT = \frac{\lambda(\alpha)}{L_{adu}(\alpha) \left( \frac{MMF}{N_f} \right)} = \frac{\Re_{rated}(\alpha)}{\Re} \quad (2.45)$$

Ce coefficient de saturation pondère les coefficients d'harmoniques des inductances qui sont utilisés pour calculer les historiques. Il est calculé à partir des courants du pas de temps précédant. Cependant, les inductances du pas de temps suivant ont besoin d'être connues pour effectuer la résolution du réseau. Ce coefficient doit donc être estimé pour le pas de temps suivant. On utilise une estimation linéaire à trois points[23], qui est très bien adaptée pour les signaux sinusoïdaux. L'estimation sera d'autant plus juste que le pas de temps est faible :

$$\lambda_{estimate} = 1.25\lambda + 0.5\hat{\lambda} - 0.75\hat{\hat{\lambda}} \quad (2.46)$$

où  $\hat{\lambda}$  est le flux total au pas de temps précédent et  $\hat{\hat{\lambda}}$  deux pas de temps avant.

Le coefficient  $SAT$  pour les paramètres de la résolution du pas de temps suivant est alors calculé à partir de ce flux estimé. On trouve la MMF grâce à la courbe Figure 2-8 puis on calcule  $SAT$  de la même façon que précédemment.

Lors de discontinuités, cette estimation ne peut plus être utilisée car elle sera à l'origine d'oscillations numériques à cause de la prise en compte des variables trois pas de temps avant. Dans de tels scénarios, le logiciel EMTP-RV change de méthode de calcul en utilisant la méthode

*Backward Euler (EBA)* et en divisant le pas de temps par deux pour garder la même précision que la méthode trapézoïdale. L'estimation au cours de ce passage devient :

$$\lambda_{estimate} = 1.5\lambda - 0.5\hat{\lambda} \quad (2.47)$$

Si on passe de EBA à trapézoïdale :

$$\lambda_{estimate} = 3\lambda - 2\hat{\lambda} \quad (2.48)$$

L'angle entre la **MMF** et l'axe du rotor est estimé de la même façon. Si celui-ci dépasse la valeur limite après laquelle le flux sort prématurément de la saillie, la méthode du chapitre suivant s'applique pour le calcul de SAT.

$$\text{Si } \alpha \geq \alpha_0$$

Si l'angle entre la **MMF** et l'axe du pôle du rotor dépasse la limite  $\alpha_0$ , alors la taille de l'entrefer doit être recalculée à chaque pas de temps. Pour cette méthode, le flux total est calculé de manière à rendre l'erreur  $\frac{|\Re\lambda - MMF|}{MMF}$  aussi petite que possible. Pour éviter tous problèmes de convergence, on utilise pour cela une méthode d'incrémentation du flux. Le flux est une variable continue, donc entre deux pas de temps, l'évolution du flux est faible. Cette méthode ne prend donc pas trop d'itérations avant de converger.

L'incrément pour le flux est  $10^{-6}$ . Il est ajouté si  $\Re\lambda - MMF > 0$  et retranché sinon. À chaque incrément, la reluctance est recalculée. Grâce à la courbe Figure 2-11, on trouve les champs magnétiques  $H_{stator}$  et  $H_{rotor}$  dans le stator et le rotor de la machine bipolaire équivalente. La nouvelle valeur de reluctance est donc (voir Figure 2-12) :

$$\Re_{tot} = \frac{l_{stator} H_{stator}}{2\lambda} + \frac{2h H_{rotor}}{\lambda |\sin(\alpha)|} + \frac{l_{rotor} + 2l_{air\_gap} - \frac{2h}{|\sin(\alpha)|}}{\mu_0 A_{air\_gap}} \quad (2.49)$$

$$\text{Où } h = \frac{l_{rotor}}{2} \sin(\alpha_0).$$

La convergence est atteinte lorsque  $\frac{|\Re \lambda - MMF|}{MMF} < 10^{-3}$  ou si  $\Re \lambda - MMF$  change de signe.

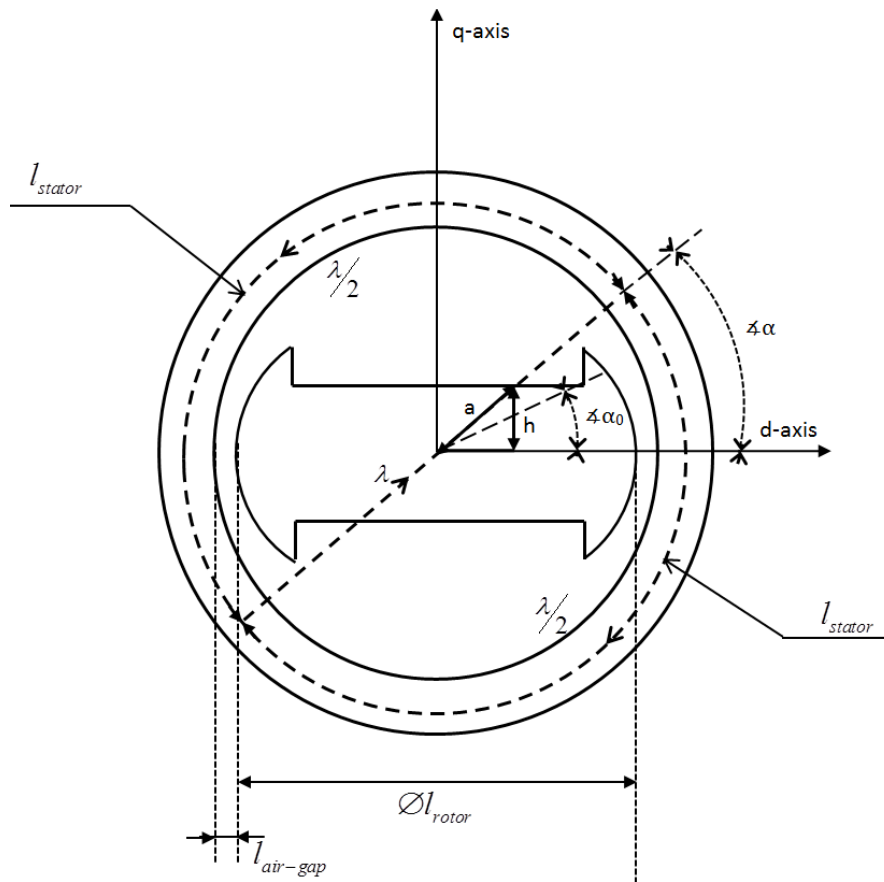


Figure 2-12 : Représentation du chemin du flux dans le rotor, stator et air-gap

De la même façon que dans le chapitre précédent, le flux et l'angle  $\alpha$  sont estimés pour trouver le coefficient de saturation s'appliquant aux inductances du pas de temps suivant.

Ce moyen de calcul des saturations est très précis et proche de la réalité du phénomène électromagnétique. Il est rapide lorsque  $\alpha < \alpha_0$ , un peu plus lent, tout en restant raisonnable sinon. Son inconvénient est la difficulté de se procurer les données nécessaires pour l'appliquer, notamment la géométrie interne de la machine.

### 2.1.2.2 Saturation à partir du modèle classique dq0

Pour pallier le problème de la difficulté à se procurer les données, un autre modèle a été créé qui se base sur la modélisation dq0 dont les données sont automatiquement fournies par le constructeur des alternateurs. C'est le modèle qui sera utilisé pour la génératrice de l'étude et qui

sera appliqué à une machine à 3 phases. Il s'appuie sur [16]. La machine est modélisée dans le domaine des phases, mais, pour le calcul des saturations, le flux est transformé dans le domaine dq0. Une fois calculés, les paramètres de saturation sont alors ramenés dans le domaine des phases.

Le modèle utilisé pour la génératrice est identique. La différence est la façon dont l'inducteur est considéré ; il fait ici partie du MNE [14]. Ses courants et tensions sont donc calculés lors de la résolution du réseau principal par EMTR-RV alors qu'ils le sont à partir des courants et tensions des phases dans [17].

Les données nécessaires sont les points de la courbe de saturation à vide : les courants de champ avec les tensions de phases correspondantes ainsi que les données habituelles du modèle dq0 [15]. Les courants sont donnés en ampère et la tension et admittance en pu.

Voici la courbe de l'essai à vide :

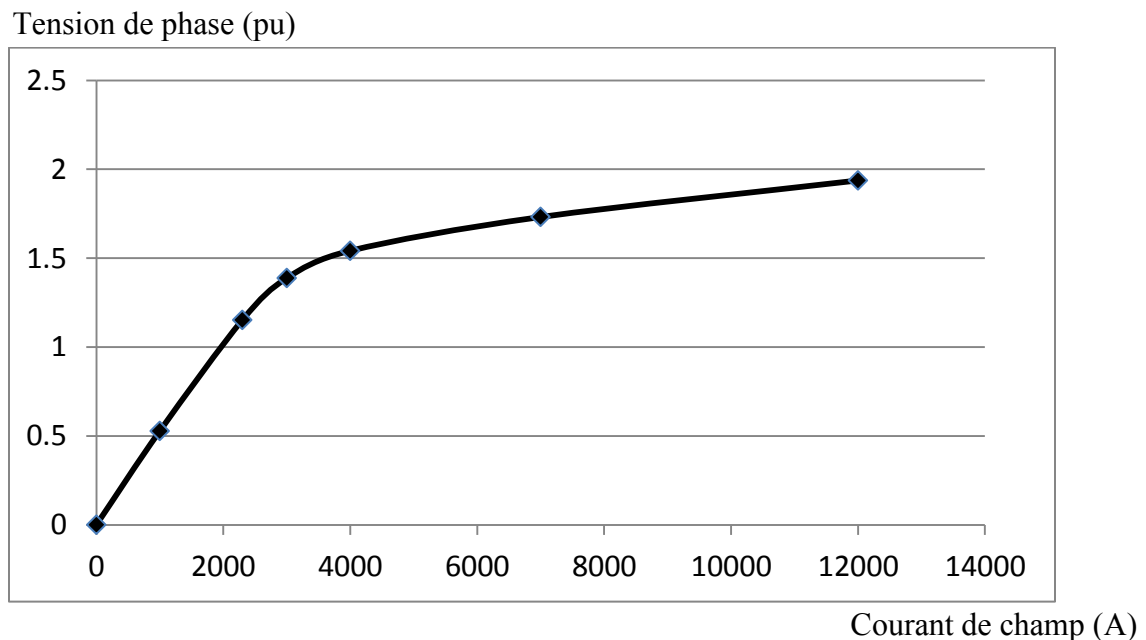


Figure 2-13 : Courbe de l'essai à vide de l'alternateur 1650MW

Les ordonnées de cette courbe sont transformées en flux. Pour obtenir les points de flux :

$$\lambda_i = \frac{1000}{2\pi f} V_{pu,i} V_{nom,kVRMSLL} \quad (2.50)$$

On obtient la courbe suivante :

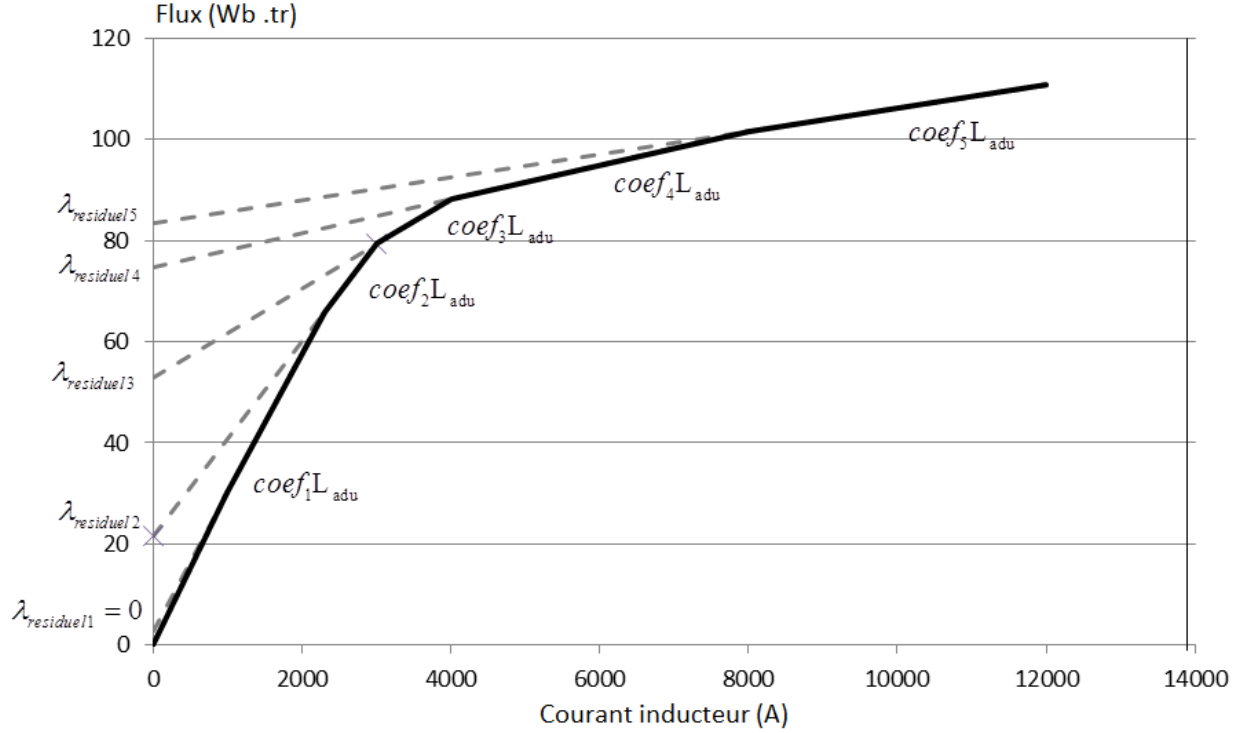


Figure 2-14 : Courbe de saturation flux dans les phases en fonction du courant de l'inducteur lors de l'essai à vide.

Pour utiliser ce modèle, les variables doivent être dans le repère tournant dq0. Pour cela, on utilise la transformation de *Park* [20]. En calculant les flux sur les axes d et q, on pourra calculer le flux total et ainsi, à l'aide de la courbe ci-dessus, les coefficients de saturation pour ces axes. On n'aura ensuite plus qu'à replacer ces données dans le domaine des phases.

Après résolution du réseau par EMTP-RV, on obtient les courants des axes d, q et 0 à partir des courant des phases a, b et c:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

La matrice de transformation est :



$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \sqrt{1/2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{1/2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

On trouve aussi les impédances dans cette base :

$$\mathbf{L}_{dq0ss} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P} \quad (2.53)$$

où  $\mathbf{L}_{ss}$  est la matrice des inductances des phases du stator.

Sans saturation, les flux dans le référentiel dq0 sont :

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

À chaque segment de la courbe de saturation Figure 2-14, est lié un coefficient de saturation  $coef_d$  qui est égal au rapport entre la pente de ce segment et celle de celui d'origine (du fonctionnement linéaire), ainsi qu'un flux résiduel  $\lambda_{résiduel}$  qui est l'ordonnée à l'origine du segment. Le modèle est alors linéaire par partie.

La courbe Figure 2-14 correspond au flux total dans la machine. Il faut donc projeter ces résultats sur les axes d et q, c'est-à-dire trouver le flux résiduel de chacun des axes.

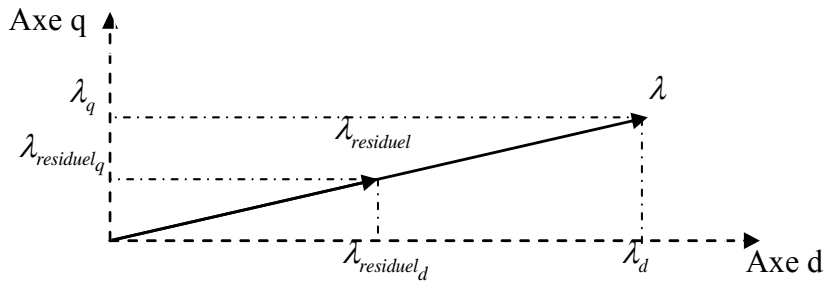


Figure 2-15 : Projection du flux résiduel total sur les axes d et q

Grâce à la Figure 2-15, on calcule les flux résiduels sur les axes d et q :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{résiduel_d} \\ \lambda_{résiduel_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{résiduel} \frac{\lambda_d}{\lambda} \\ \lambda_{résiduel} \frac{\lambda_q}{\lambda} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Avec la prise en compte des saturations, (2.54) devient :

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_f \\ \lambda_{d1} \\ \lambda_{q1} \\ \lambda_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} coef_d L_d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & coef_q L_q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & coef_d L_{af} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & coef_d L_{ad1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & coef_q L_{aq1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & coef_q L_{aq2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{résiduel_d} \\ \lambda_{résiduel_q} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{résiduel_d} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{résiduel_d} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{résiduel_q} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{résiduel_q} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Les flux résiduels du champ et des amortisseurs sont multipliés par  $\frac{N_f}{N_a}$ , le rapport entre les nombres de tours de fil de la bobine du rotor et du stator, car les flux résiduels des axes d et q sont dans la base du stator. En effet :

$$\frac{Z_{b_{rotor}}}{Z_{b_{mutuelle}}} = \frac{N_f}{N_a} \quad (2.57)$$

Les variables du rotor sont ainsi ramener dans la base mutuelle.

Pour les simulations que l'on va mener, la génératrice sera très peu perturbée. Il n'est donc pas nécessaire de considérer les saturations sur l'axe q indépendamment de celles sur l'axe d. On a donc :

$$coef_d = coef_q \quad (2.58)$$

Le flux total est alors :

$$\lambda = \sqrt{\left(\lambda_d + \lambda_f + \lambda_{d1}\right)^2 + \left(\lambda_q + \lambda_{q1} + \lambda_{q2}\right)^2} \quad (2.59)$$

avec

$$\lambda_d = coef_d L_d i_d + \lambda_{residuel_d} \quad (2.60)$$

$$\lambda_q = coef_q L_q i_q + \lambda_{residuel_q} \quad (2.61)$$

$$\lambda_f = coef_d L_{af} i_f + \lambda_{residuel_d} \quad (2.62)$$

$$\lambda_{d1} = coef_d L_{ad1} i_{d1} + \lambda_{residuel_d} \quad (2.63)$$

$$\lambda_{q1} = coef_q L_{aq} i_{q1} + \lambda_{residuel_q} \quad (2.64)$$

$$\lambda_{q2} = coef_q L_{aq2} i_{q2} + \lambda_{residuel_q} \quad (2.65)$$

Une fois le coefficient de saturation et les flux résiduels des axes d et q calculés, on trouve ceux-ci dans le domaine des phases à l'aide de la transformée inverse de Park.

$$\mathbf{L}_{ss} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} coef_d L_d & 0 & 0 \\ 0 & coef_q L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \mathbf{P}^{-1} \quad (2.66)$$

$$\lambda_{residuel1} = \begin{bmatrix} \lambda_{residuel_d} \\ \mathbf{P} \begin{bmatrix} \lambda_{residuel_q} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{residuel_d} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$\lambda_{\text{residuel}_2} = \begin{bmatrix} \frac{N_f}{N_a} \lambda_{\text{residuel}_d} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{\text{residuel}_q} \\ \frac{N_f}{N_a} \lambda_{\text{residuel}_q} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Finalement, la stratégie de calcul des saturations est la suivante :

- À partir des courants des phases et de l'inducteur fournis par la résolution du MNE d'EMTP-RV, on calcule le courant dans les amortisseurs grâce à équation (2.97) qui est détaillée dans le paragraphe 2.2.2.2 qui suit.
- On calcule le flux total grâce à l'équation (2.59).
- Grâce à la Figure 2-14 on trouve le coefficient de saturation et le flux résiduel total pour le point de fonctionnement.

On calcule les flux résiduels et les coefficients de saturation des axes d et q en utilisant (2.55). Le coefficient de saturation est directement le même que celui de la Figure 2-14.

- On calcule les flux résiduels des phases, du champ et des amortisseurs en utilisant (2.67) et (2.68)
- On recalcule alors les courants dans les amortisseurs avec les nouveaux flux résiduels. On repart ainsi à la première étape. On refait cette boucle jusqu'à convergence des flux résiduels.
- Une fois la convergence atteinte, on recalcule les coefficients des deux premiers harmoniques des inductances avec (2.66) et en pondérant ceux du rotor par  $coef_d$ . Les autres coefficients des harmoniques des inductances s'obtiennent à partir des mêmes pourcentages de la fondamentale que dans le cas linéaire.
- On calcule les impédances et les tensions de Thevenin du modèle avec les équations (2.98), (2.99), (2.100), (2.101) et (2.102). Ces paramètres seront ensuite utilisés par EMTP-RV pour la résolution du réseau.

Finalement, l'équation (2.10) devient :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{pmatrix} - \frac{d}{dt} \left( \begin{pmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{L}_{12} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \lambda_{\text{residuel}_1} \\ \lambda_{\text{residuel}_2} \end{pmatrix} \right) \quad (2.69)$$

### 2.1.3 Les équations discrétisées des deux modèles

EMTP-RV utilise l'Analyse Modale Modifiée et Augmentée pour résoudre les réseaux. Ainsi, chaque enroulement de la TKJ 166-38, y compris celui du champ, est modélisé par une représentation de Thevenin, c'est-à-dire une résistance en série avec une source de tension. Pour ce modèle, il faut donc au début de chaque pas de calcul, donner les matrices de résistances  $\mathbf{Z}_1$  et de tensions  $\mathbf{E}_{th}$  équivalentes du modèle. Ce chapitre détaille leur calcul.

## 2.2 Discrétisation

### 2.2.1 Modèle linéaire : discrétisation

L'équation (2.10) discrétisée par la méthode d'intégration trapézoïdale dans le cas d'un fonctionnement dans le domaine linéaire est :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = & - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{pmatrix} - \frac{2}{\Delta t} \begin{pmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{L}_{12} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{pmatrix} \\ & - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{I}}_1 \\ \hat{\mathbf{I}}_2 \end{pmatrix} + \frac{2}{\Delta t} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{L}}_1 & \hat{\mathbf{L}}_{12} \\ \hat{\mathbf{L}}_{21} & \hat{\mathbf{L}}_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{I}}_1 \\ \hat{\mathbf{I}}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{V}}_1 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.70)$$

$$\text{Soit } \mathbf{V}_1 = -(\mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{Z}_{21}) \mathbf{I}_1 + \mathbf{E}_1 - \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{E}_2 \quad (2.71)$$

avec :

$$\mathbf{Z}_1 = -\mathbf{R}_1 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_1 \quad (2.72)$$

$$\mathbf{Z}_{12} = \mathbf{Z}_{21} = \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{12} \quad (2.73)$$

$$\mathbf{Z}_2 = -\mathbf{R}_2 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_2 \quad (2.74)$$

$$\mathbf{E}_1 = -\mathbf{R}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{12} \hat{\mathbf{I}}_2 + \hat{\mathbf{V}}_1 \quad (2.75)$$

$$\mathbf{E}_2 = -\mathbf{R}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{21} \hat{\mathbf{I}}_1 \quad (2.76)$$

On a alors :

$$\mathbf{E}_{th} = \mathbf{E}_1 - \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_2^{-1} \mathbf{E}_2 \quad (2.77)$$

Pour la TKJ 166-38,  $\mathbf{E}_{th} = \mathbf{E}_1$  car elle ne possède pas de damper.

À partir de la deuxième ligne de (2.70), de (2.73), (2.74) et (2.76) on trouve la relation suivante qui permet de calculer le courant dans les amortisseurs de la génératrice à chaque pas de temps :

$$\mathbf{I}_2 = -\mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{Z}_{21} \mathbf{I}_1 + \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{E}_2 \quad (2.78)$$

Pour la méthode d'intégration Backward Euler, qui est utilisée pour les pas de calcul au cours desquels une discontinuité apparaît, certaines variables ont des expressions différentes :

$$\mathbf{Z}_1 = -\mathbf{R}_1 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_1 \quad (2.79)$$

$$\mathbf{Z}_{12} = \mathbf{Z}_{21} = \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{12} \quad (2.80)$$

$$\mathbf{Z}_2 = -\mathbf{R}_2 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_2 \quad (2.81)$$

$$\mathbf{E}_1 = \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{12} \hat{\mathbf{I}}_2 \quad (2.82)$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{21} \hat{\mathbf{I}}_1 \quad (2.83)$$

## 2.2.2 Modèle avec Saturation : discrétisation

### 2.2.2.1 Saturation calculée par variation de la reluctance

Avec cette méthode, il suffit de multiplier les inductances du pas de temps précédent, qui sont utilisées dans le calcul des historiques, par SAT, et les inductances pour la résolution du prochain pas de temps par  $SAT_{estimate}$ .

Pour la méthode d'intégration *trapézoïdale*, on a donc :

$$\mathbf{Z}_1 = -\mathbf{R}_1 - \frac{2}{\Delta t} SAT_{estimate} \mathbf{L}_1 \quad (2.84)$$

$$\mathbf{Z}_{12} = \mathbf{Z}_{21} = \frac{2}{\Delta t} SAT_{estimate} \mathbf{L}_{12} \quad (2.85)$$

$$\mathbf{Z}_2 = -\mathbf{R}_2 - \frac{2}{\Delta t} SAT_{estimate} \mathbf{L}_2 \quad (2.86)$$

$$\mathbf{E}_1 = -\mathbf{R}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_{12} \hat{\mathbf{I}}_2 + \hat{\mathbf{V}}_1 \quad (2.87)$$

$$\mathbf{E}_2 = -\mathbf{R}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_{21} \hat{\mathbf{I}}_1 \quad (2.88)$$

Et pour la méthode *EBA* :

$$\mathbf{Z}_1 = -\mathbf{R}_1 - \frac{2}{\Delta t} SAT_{estimate} \mathbf{L}_1 \quad (2.89)$$

$$\mathbf{Z}_{12} = \mathbf{Z}_{21} = \frac{2}{\Delta t} SAT_{estimate} \mathbf{L}_{12} \quad (2.90)$$

$$\mathbf{Z}_2 = -\mathbf{R}_2 - \frac{2}{\Delta t} SAT_{estimate} \mathbf{L}_2 \quad (2.91)$$

$$\mathbf{E}_1 = -\mathbf{R}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_{12} \hat{\mathbf{I}}_2 + \hat{\mathbf{V}}_1 \quad (2.92)$$

$$\mathbf{E}_2 = -\mathbf{R}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} SAT \hat{\mathbf{L}}_{21} \hat{\mathbf{I}}_1 \quad (2.93)$$

Cette méthode est plus lourde que celle avec le modèle classique dq0 car, lors de la présence d'amortisseurs, elle demande d'inverser la matrice  $\mathbf{Z}_2$  à chaque pas de temps alors que le modèle de saturation dq0 ne le fait que lors de changement de segments. Les deux méthodes donnent toutefois les mêmes résultats.

#### 2.2.2.2 Saturation calculée à partir du modèle classique dq0

L'équation (2.69) est discrétisée ainsi :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{pmatrix} - \frac{2}{\Delta t} \begin{pmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{L}_{12} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{L}_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \lambda_{residuel_1} \\ \lambda_{residuel_2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{hist}_1 \\ \mathbf{hist}_2 \end{pmatrix} \quad (2.94)$$

où

$$\begin{pmatrix} \text{hist}_1 \\ \text{hist}_2 \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{I}}_1 \\ \hat{\mathbf{I}}_2 \end{pmatrix} + \frac{2}{\Delta t} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{L}}_1 & \hat{\mathbf{L}}_{12} \\ \hat{\mathbf{L}}_{21} & \hat{\mathbf{L}}_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{I}}_1 \\ \hat{\mathbf{I}}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_{\text{residuel}_1} \\ \hat{\lambda}_{\text{residuel}_2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{V}}_1 \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (2.95)$$

Par réduction matricielle:

$$\mathbf{V}_1 = - \left( \mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{Z}_{21} \right) \mathbf{I}_1 + \mathbf{E}_1 - \frac{2}{\Delta t} \lambda_{\text{residuel}_1} - \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{E}_2 + \frac{2}{\Delta t} \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_{22}^{-1} \lambda_{\text{residuel}_2} \quad (2.96)$$

$$\mathbf{I}_2 = - \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{Z}_{21} \mathbf{I}_1 - \mathbf{Z}_{22}^{-1} \lambda_{\text{residuel}_1} + \mathbf{Z}_{22}^{-1} \mathbf{E}_2 + \mathbf{Z}_{22}^{-1} \lambda_{\text{residuel}_2} \quad (2.97)$$

Avec l'impédance et la tension équivalentes de Thevenin égales à :

$$\mathbf{Z}_1 = -\mathbf{R}_1 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_1 \quad (2.98)$$

$$\mathbf{Z}_{12} = \mathbf{Z}_{21} = \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{12} \quad (2.99)$$

$$\mathbf{Z}_2 = -\mathbf{R}_2 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_2 \quad (2.100)$$

$$\mathbf{E}_1 = -\mathbf{R}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \lambda_{\text{residuel}_1} + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{12} \hat{\mathbf{I}}_2 + \lambda_{\text{residuel}_2} + \hat{\mathbf{V}}_1 \quad (2.101)$$

$$\mathbf{E}_2 = -\mathbf{R}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \lambda_{\text{residuel}_2} + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{21} \hat{\mathbf{I}}_1 + \lambda_{\text{residuel}_1} \quad (2.102)$$

$$\mathbf{E}_{th} = \mathbf{E}_1 - \frac{2}{\Delta t} \lambda_{\text{residuel}_1} + \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_2^{-1} \mathbf{E}_2 + \mathbf{Z}_{12} \mathbf{Z}_2^{-1} \frac{2}{\Delta t} \lambda_{\text{residuel}_2} \quad (2.103)$$

Pour la méthode d'intégration Backward Euler certaines variables ont des expressions différentes :

$$\mathbf{Z}_1 = -\mathbf{R}_1 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_1 \quad (2.104)$$

$$\mathbf{Z}_{12} = \mathbf{Z}_{21} = \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_{12} \quad (2.105)$$

$$\mathbf{Z}_2 = -\mathbf{R}_2 - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L}_2 \quad (2.106)$$

$$\mathbf{E}_1 = \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{I}}_1 + \lambda_{\text{residuel}_1} + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{12} \hat{\mathbf{I}}_2 + \lambda_{\text{residuel}_2} \quad (2.107)$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_2 \hat{\mathbf{I}}_2 + \lambda_{\text{residuel}_2} + \frac{2}{\Delta t} \hat{\mathbf{L}}_{21} \hat{\mathbf{I}}_1 + \lambda_{\text{residuel}_1} \quad (2.108)$$



### 2.2.3 Initialisation

Le modèle de TKJ 166-38 développé n'a pas de modèle en régime permanent. Par contre, celui de la génératrice en a un qui est donc utilisé pour l'initialisation globale du système. Avec le logiciel EMTP-RV, après l'étude *Steady State* (Régime Permanent), la tension et le courant de l'inducteur de la génératrice est connue. L'initialisation de la TKJ 166-38 se fait dans le domaine du temps. Au début de la simulation, la TKJ 166-38 est déconnectée de la génératrice. Du côté de l'inducteur de cette-dernière, une source idéale de tension maintient les conditions du régime permanent. Du côté de la sortie de la TKJ 166-38, une source idéal de courant force le courant de sortie de la machine à la même valeur que celui de l'inducteur de la génératrice. Une fois la tension de part et d'autre identique, les deux machines sont connectées et les sources idéales éliminées. La tension du côté de la TKJ 166-38 étant grandement bruitée par la présence des diodes et du courant de recouvrement inverse qu'elles provoquent, il est nécessaire d'utiliser des filtres passe bas et des délais pour identifier le moment de fermeture. Le tout est résumé par la Figure 2-16.

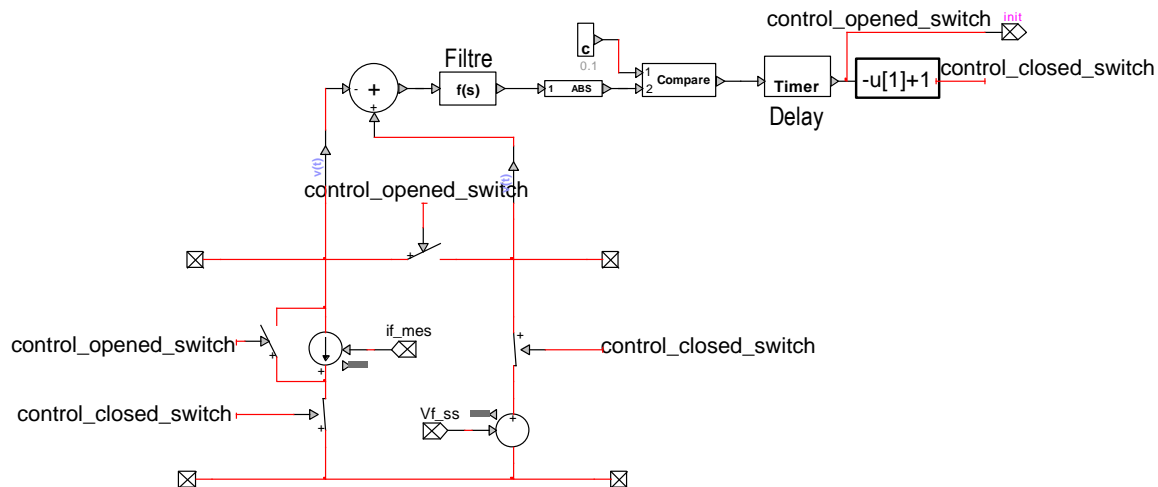


Figure 2-16 : Initialiseur placé entre la TKJ 166-28 et le génératrice

Du côté de l'inducteur de la TKJ 166-38, le courant est également initialisé à l'aide d'une source idéale de courant dont la valeur est déterminée par un correcteur PI de gain proportionnel 0.2 et intégral 120 dont l'entrée est l'erreur de tension entre l'inducteur de la génératrice et la tension redressée par la TKJ 166-38 (Figure 2-17). Son initialisation est terminée en synchronisation avec l'initialiseur de la Figure 2-16. La source de courant est alors court-circuitées.-

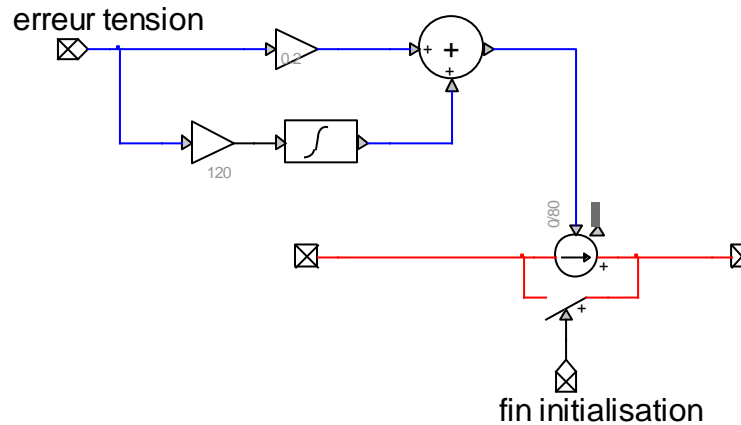


Figure 2-17 : Initialiseur placé à l'inducteur de la TKJ 166-38

## 2.3 Conception du Régulateur Automatique de Tension (AVR)

Les études menées dans ce mémoire sont sur des phénomènes transitoires de courtes durées. Or, le temps de réponse de l'ensemble TKJ 166-38 et génératrice est de l'ordre de quelques secondes. Il n'est donc pas nécessaire de concevoir un modèle d'AVR extrêmement sophistiqué, l'important est d'assurer une bonne stabilité du système. Un régulateur Proportionnel et Intégral (PI) est donc utilisé.

Pour effectuer les réglages du correcteur, les fonctions de transfert tensions de sorties par rapport aux tensions de champ de la TKJ 166-38 et de la génératrice ont été identifiées par un système du premier ordre. Pour cela, un échelon de tension a été appliqué au modèle de chacune d'entre elle pour une charge nominale. Le gain a été déterminé grâce à la réponse en régime permanent et le temps de réponse grâce à la méthode de la tangente à l'origine.

Pour la TKJ 166-38, la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$FTBO_{TKJ} = \frac{5.11}{1 + 0.32s} \quad (2.109)$$

Pour la génératrice :

$$FTBO_{TKJ} = \frac{47.9}{1 + 3.3s} \quad (2.110)$$

À l'aide de ces fonctions de transferts, un correcteur est développé. Le gain proportionnel est 4.3, l'intégrale 1.4.

Le signal d'entrée du filtre est :

$$V_{in} = \frac{\sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}}{V_{LLbase}} \quad (2.111)$$

où  $V_{LLbase}$  est la tension ligne ligne de base de la génératrice.

À cause de la génération d'harmoniques de la génératrice, le signal d'entrée du régulateur est filtré par un filtre passe bas de fréquence de coupure 10ms.

Le correcteur étant un PI, l'intégrateur doit être initialisé. Pour cela, dès que l'initialisation du système est terminée, celui-ci est initialisé à la valeur de la tension de la génératrice divisée par le gain du système identifié ci-dessus qui est de 245. La valeur de l'intégrale est donc bien égale à la valeur de la tension de l'inducteur de la TKJ 166-38.

## CHAPITRE 3 MODÉLISATION DE LA PARTIE MÉCANIQUE DE L'INSTALLATION

La fréquence de rotation mécanique de l'arbre moteur est 25Hz. Elle est régulée par un régulateur de type IEEE0 [24]. La puissance mécanique de l'installation est fournie par 4 turbines : de haute, basse et pressions intermédiaires. Elle est répartie équitablement entre les 4 turbines et suit la puissance électrique produite par la génératrice grâce au régulateur. En effet,  $P_{m\_ic}$  sur la Figure 3-1 est égal à la puissance électrique de l'alternateur.

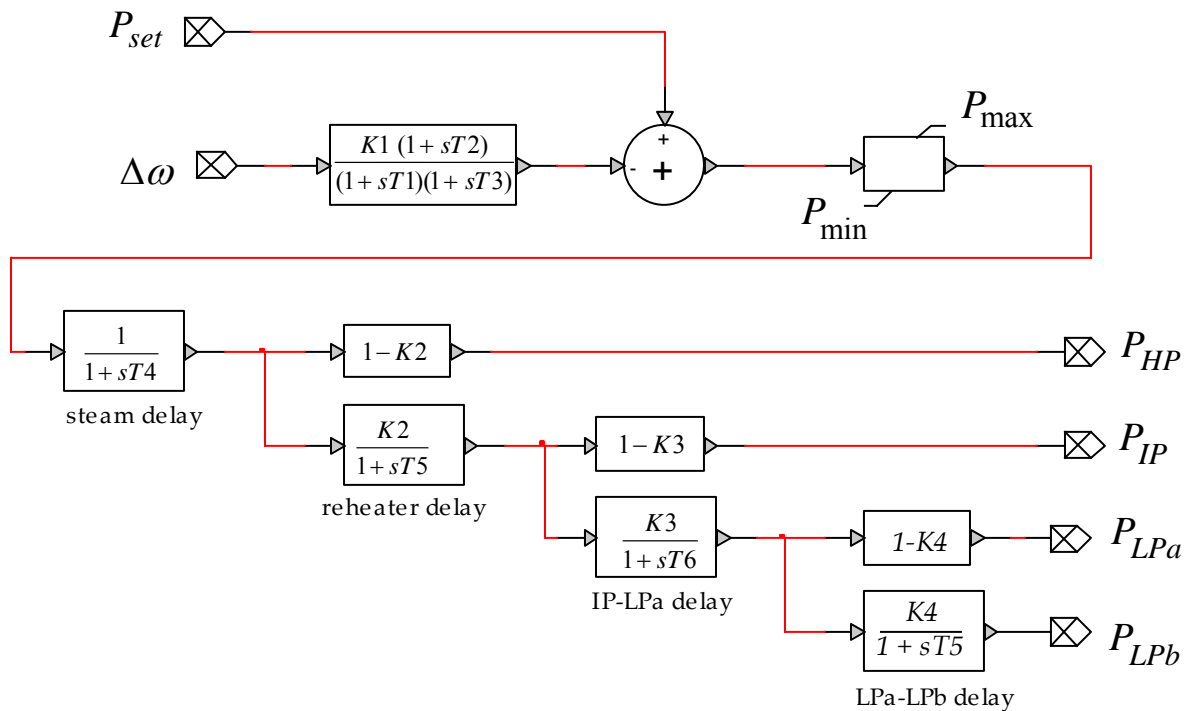


Figure 3-1 : Régulateur de type IEEE0 de puissance des turbines

L'erreur en fréquence est transformée en consigne de puissance par un gain proportionnel.

Chaque turbine est modélisée par une fonction de transfert du premier ordre chacune avec une dynamique propre.

Elles sont toutes montées sur le même arbre qu'elles partagent avec la génératrice et l'excitatrice. Sous l'effet du couple de celles-ci, l'arbre va se déformer en torsion. Lors de transitoires, cette torsion accompagnée à l'élasticité du matériau va engendrer des oscillations

sub-synchrones qui pourront se retrouver dans le réseau. Pour modéliser ce phénomène, le modèle multi-masses de [15] est repris. Les mêmes notations que [15] sont utilisées.

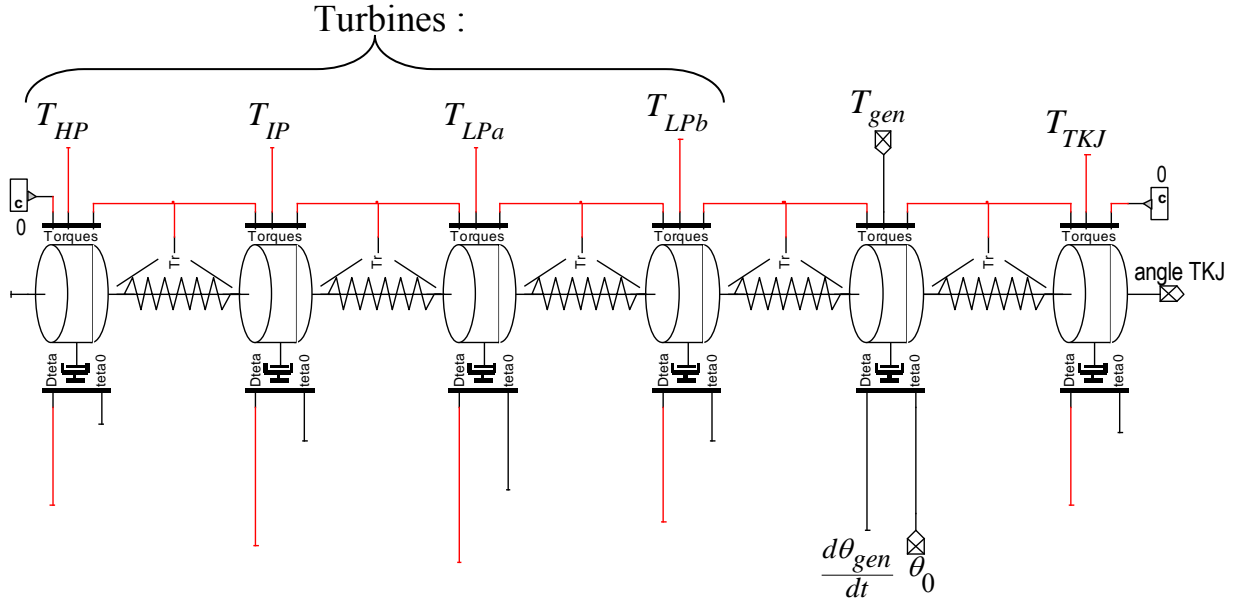


Figure 3-2 : Modèle multi-masses de l'installation dans EMTP-RV

Chaque masse suit l'équation :

$$J_m \frac{d^2 \theta_m}{dt} + D_m \frac{d \theta_m}{dt} = T_m + T_{spring1} - T_{spring2} \quad (3.1)$$

avec

$$\theta_m = \frac{nb_{poles}}{2} \theta \quad (3.2)$$

Pour la génératrice, le couple est :

$$T_m = \frac{nb_{poles}}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.3)$$

Pour l'excitatrice :

$$T_m = \frac{1}{\frac{d \theta_m}{dt}} \left( \sum_1^{nb_{ph}} v_i i_i - v_f i_f \right) \quad (3.4)$$

Le couple des ressorts est proportionnel au déphasage entre deux masses reliées.

Lors de l'initialisation, le modèle de la génératrice fournit l'angle initial du rotor. À partir de cet angle et des couples initiaux de chaque machine, les déphasages sont calculés et ainsi les angles initiaux de chacune (Figure 3-3).

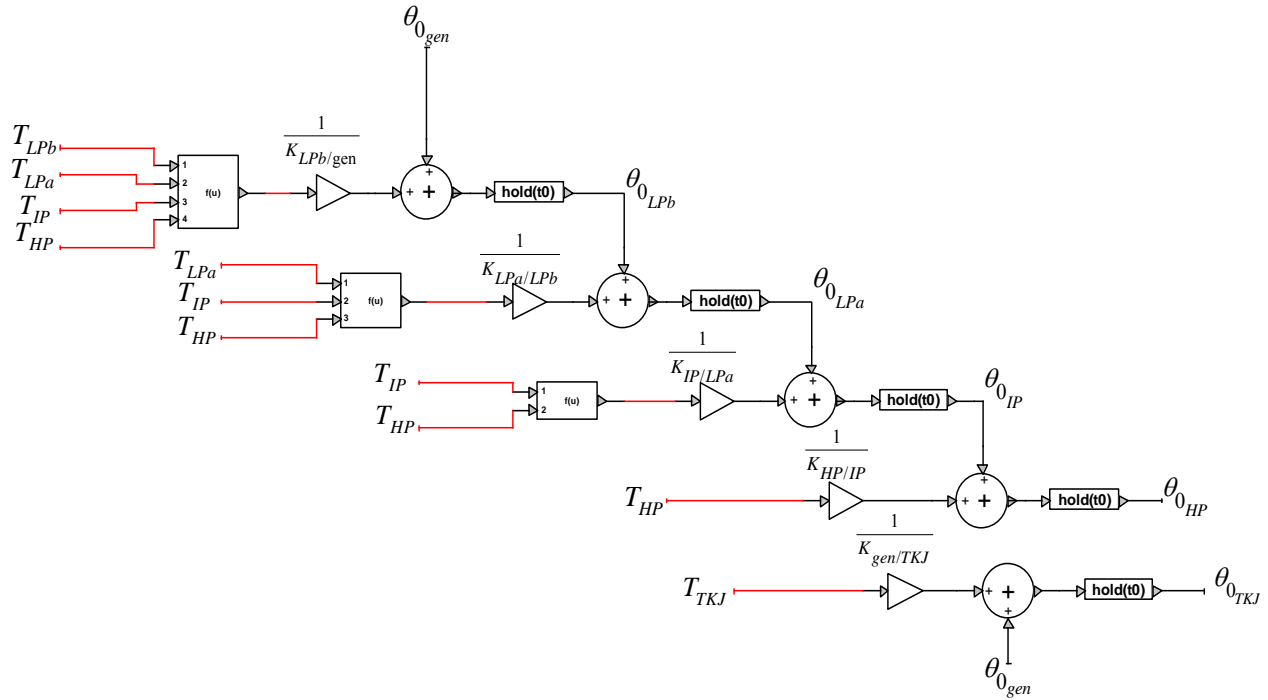


Figure 3-3 : Initialisation de la partie mécanique de l'installation

## CHAPITRE 4 MODÉLISATION DES DIODES DU REDRESSEUR

La tension à la sortie de la TKJ 166-38 est redressée à l'aide de ponts de diodes pour alimenter l'inducteur de la génératrice en courant continu. Les ponts de diodes sont tournants et donc difficilement accessibles lors du fonctionnement de la machine. Il est donc important de disposer d'un bon modèle de diodes pour étudier les comportements de celles-ci. Le modèle développé ici est très complet et modélise des phénomènes complexes tout en gardant une rapidité de simulation suffisante. Il prend en compte plusieurs phénomènes physiques :

- la non linéarité de la courbe DC courant tension de la diode.
- l'évolution de la température de la diode en fonction du courant qui la traverse et l'influence sur la courbe DC.
- le bris de la diode pour surintensité. De la même façon qu'un fusible, si le courant traversant la diode est trop élevé, celle-ci se détruira.
- le *courant de recouvrement inverse*. Ce courant intervient lorsque la diode devient bloquante. La force électrostatique, qui retenait des charges, ne le fait plus et ces charges sont libérées. La diode se comporte alors pendant un temps comme une source de courant. Ce phénomène provoque une relativement grande dissipation d'énergie car la tension aux bornes de la diode n'est alors plus nulle comme c'est le cas, ou presque, lorsque la diode conduit.

Les modélisations de ces phénomènes requièrent des pas de temps faibles, de l'ordre de la microseconde. Elles sont néanmoins utiles, surtout lorsque l'on veut travailler sur l'aspect thermodynamique des diodes, le courant de recouvrement étant responsable de près de 30% de la chaleur dégagée par la diode pour un circuit inductif.

### 4.1 La courbe caractéristique (DC) courant-tension

Le courbe DC est fournie par le fabricant. Elle comprend une partie linéaire habituellement associée à une résistance en série et une partie exponentielle qui correspond à la forte non-linéarité de la diode.

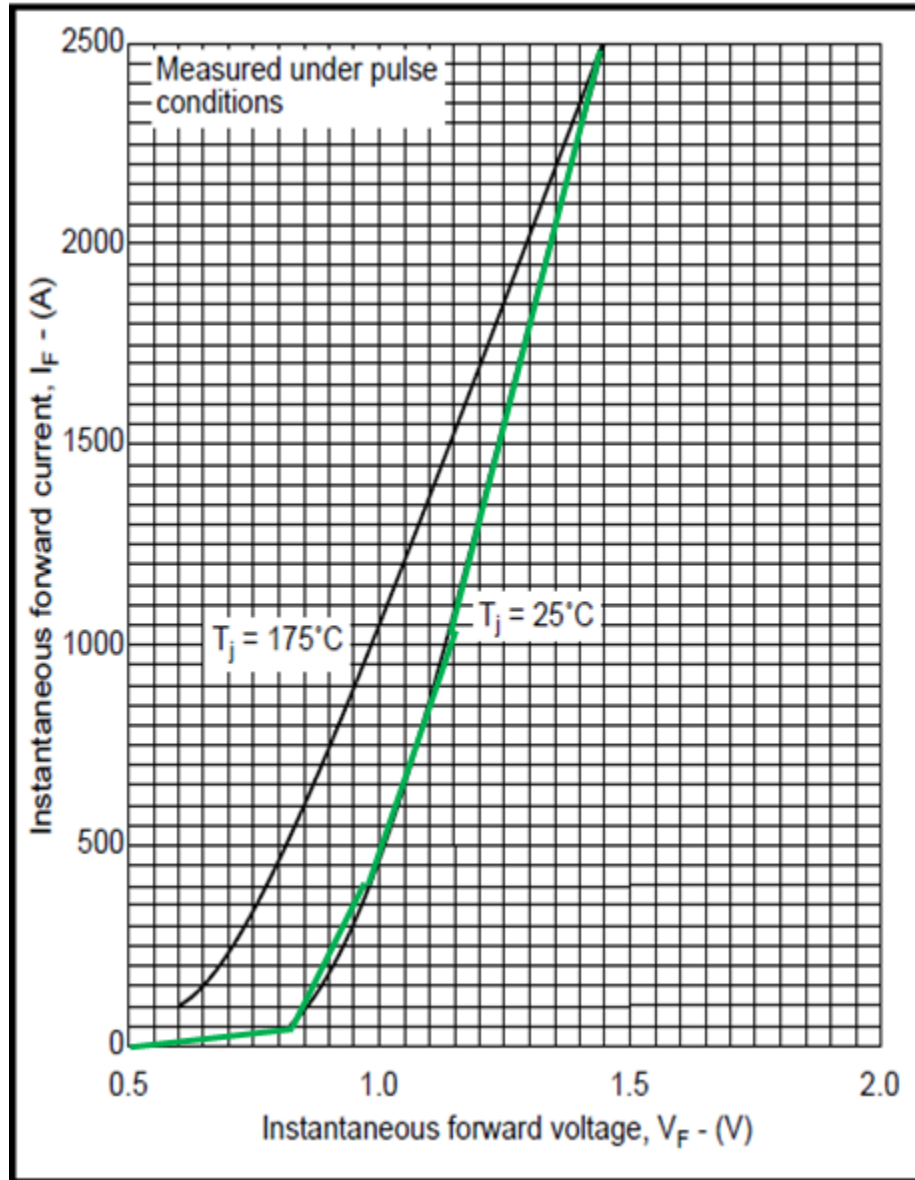


Figure 4-1 : Courbes DC du fabricant de la diode utilisée avec la TKJ 166-38 pour des températures de 25 et 175 degrés [26].

Cette courbe est segmentée pour le modèle. Elle est également définie avec 3 points de tension négative qui donnent la possibilité de modéliser le phénomène d'avalanche. Aucun test n'a cependant été réalisé sur l'avalanche qui est un phénomène qui arrive lorsque la diode est bloquante pour des tensions bien supérieures à la tension nominale.

Il n'est pas nécessaire d'utiliser beaucoup de points pour la définition de la courbe. Cela représente un gain en précision minime mais augmentera considérablement le nombre d'itérations



nécessaires pour résoudre le réseau principal et pourra même mener à des impossibilités de convergence.

Le courant sur le segment  $j$  peut s'écrire :  $i_{diode} = Y_{N,j} v_{diode} + I_N$ . Dans EMTP-RV, la diode est donc modélisée par un équivalent de Norton. La tension aux bornes de la diode est trouvée par itération du réseau.

L'excitatrice dispose de 39 phases, il y a donc 78 diodes. Le convergence peut parfois être difficile, si bien que le modèle des diodes disposent de moyens de convergence rapide [32] ou de résolution de scénarios de non convergence comme par exemple les oscillations dites de panique au cours desquelles les solutions trouvées lors du processus itératif reviennent périodiquement sans converger.

## 4.2 Effet de la température

### 4.2.1 Calcul de la température de la diode

Le modèle de la diode permet les analyses thermodynamiques. Il utilise pour cela l'équation de la chaleur. La diode a une légère résistance interne qui peut être calculée à partir de la chute de tension aux bornes de celle-ci et du courant la traversant. La puissance de l'effet joule chauffe alors la diode. La chaleur est évacuée à l'aide d'un refroidisseur. Cette évacuation est proportionnelle à la différence de température entre la surface de la diode et le refroidisseur, ainsi qu'à la capacité de la diode à conduire sa chaleur du centre vers la périphérie. Elle est modélisée par deux résistances thermiques en séries, reliant le centre de la diode qui est à une température  $T$  au refroidisseur. L'*Équation de la Chaleur* est utilisée :

$$C_P \frac{dT}{dt} = P_{joule} - P_{évacuée} \quad (4.1)$$

$$C_P \frac{dT}{dt} = V_{diode} I_{diode} - \frac{T - T_{refroidisseur}}{R_{th}} \quad (4.2)$$

avec :

- $C_P$  : la capacité calorifique de la diode : 175 J/K
- $T$  : la température de la diode
- $T_{refroidisseur}$  : Température du refroidisseur de la diode

- $R_{th}$  : Résistance thermique entre le cœur de la diode et le refroidisseur :  $R_{ta} + R_{tb}$
- $R_{ta}$  : Résistance thermique de contact entre la diode et le refroidisseur
- $R_{tb}$  : Résistance thermique du matériau constituant la diode entre le cœur et le contact avec le refroidisseur

L'équation (4.2) est discrétisée et intégrée comme suit :

$$C_p \frac{T - \hat{T}}{\Delta t} = \frac{V_{diode} I_{diode} + \hat{V}_{diode} \hat{I}_{diode}}{2} - \frac{T + \hat{T}}{2R_{th}} + \frac{T_{refroidisseur}}{R_{th}} \quad (4.3)$$

$$T = \frac{1}{\frac{2C_p}{\Delta t} + \frac{1}{R_{th}}} \left( V_{diode} I_{diode} + \hat{V}_{diode} \hat{I}_{diode} + \hat{T} \left( \frac{-1}{R_{th}} + \frac{2C_p}{\Delta t} \right) + \frac{2T_{refroidissement}}{R_{th}} \right) \quad (4.4)$$

Dans le modèle, on définit la température nominale  $T_{nom}$  qui est aussi la température initiale.

#### 4.2.2 Calcul des paramètres de la courbe DC en fonction de la température:

La fiche technique du fabricant comprend les caractéristiques DC pour les températures de 25 et 175 degrés Celsius. Ainsi, lors d'une simulation, si *enable\_Tvariation* = 1 ou 2, cette caractéristique sera recalculée par interpolation linéaire entre les deux courbes. Si *enable\_Tvariation* = 1, la température sera calculée comme expliqué dans le paragraphe précédent. Si *enable\_Tvariation* = 2, la température est une entrée de contrôle.

Pour éviter toute instabilité et parce que la dynamique thermique est beaucoup plus lente que l'électrique, ce n'est qu'une fois que le modèle de la diode a convergé que la température est recalculée avec le courant et la tension trouvés.

La courbe caractéristique est recalculée lorsque qu'une variation suffisante de la température a eu lieu. Le paramètre de réglage est *delat\_recicul*. Plus ce paramètre est petit, plus l'évolution de la courbe DC sera continue.

#### 4.2.3 Bris de la diode pour des courants trop élevés

Le bris le plus fréquent pour une diode est causé par une surintensité. Pour prévoir ce phénomène, le constructeur fournit le paramètre  $I^2t = 1.28.10^6 A^2s$  qui est une image de l'énergie maximale que la diode peut emmagasiner.

Ainsi la diode se brise si :

$$i_{diode} > I_{nom} \quad (4.5)$$

où  $I_{nom}$  est le seuil de surintensité

et

$$\int i_{diode}^2 dt = i^2 t \Rightarrow I^2 t = 1.26.10^6 \quad (4.6)$$

Si, après avoir dépassé le courant nominal, le courant de diode redescend en dessous du seuil, l'énergie est remise à zéro par :

$$i^2 t = i^2 t_{prev} - \int i_{nom}^2 dt \quad (4.7)$$

Où  $i^2 t_{prev}$  est l'énergie atteinte avant que le courant ne repasse en dessous du seuil.

Cette fonction, codée en externe au code de la diode, doit être ensuite reliée à un interrupteur qui ouvre ou court-circuite la diode suivant la façon dont celle-ci se brise. L'interrupteur utilisé doit couper les forts courant et, une fois ouvert, a une résistance interne de 10kΩ.

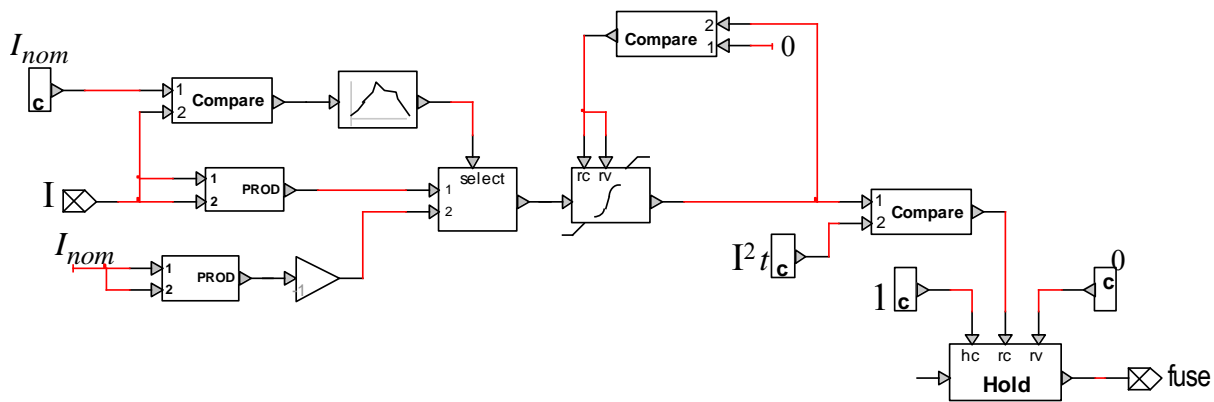


Figure 4-2 : Fonction fusible de la diode

### 4.3 Modélisation du courant de recouvrement inverse

Lorsque la tension aux bornes d'une diode devient inférieure à zéro, celle-ci, cesse de conduire. Cependant, pendant un court instant, parce qu'elle avait accumulé des charges positives à sa cathode et négatives à son anode, elle continue de fournir un courant jusqu'à épuisement de

ces charges. La littérature et le constructeur s'accordent sur la forme de ce courant [31]. Il a tout d'abord une pente constante jusqu'à une valeur  $I_{RM}$  dépendante de la dérivée du courant avant blocage, puis le courant décroît exponentiellement. Voici alors la forme des ondes de courant et de tension à ce moment :

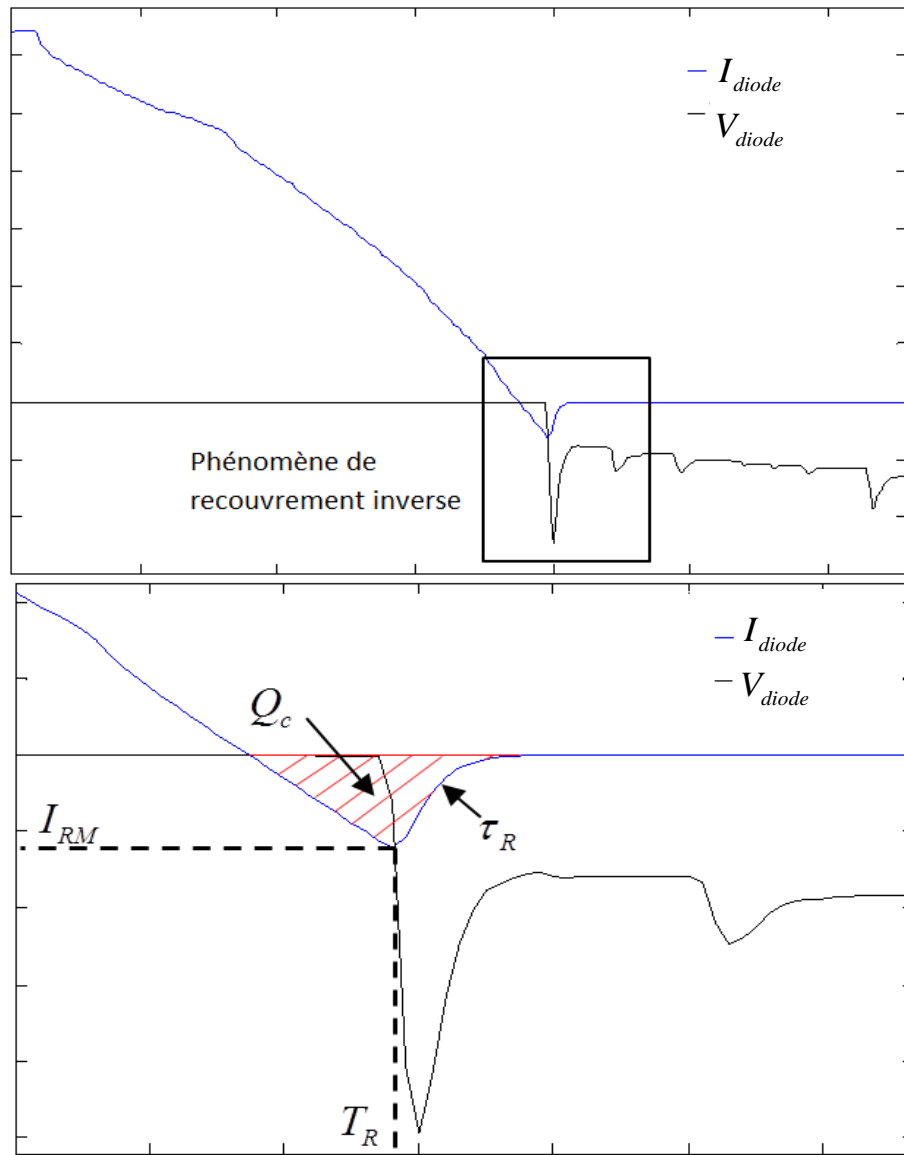


Figure 4-3 : Onde de courant et tension dans une diode.

#### 4.3.1 Modélisation mathématique

Lorsqu'un passage en mode bloqué est détecté (changement de signe de la tension), la dérivée du courant est enregistrée et un courant linéaire de pente cette dérivée est injecté. Ce

dernier devient alors le courant de Norton du modèle équivalent. L'admittance de Norton à ce moment est la pente du premier segment de la courbe discrétisée.

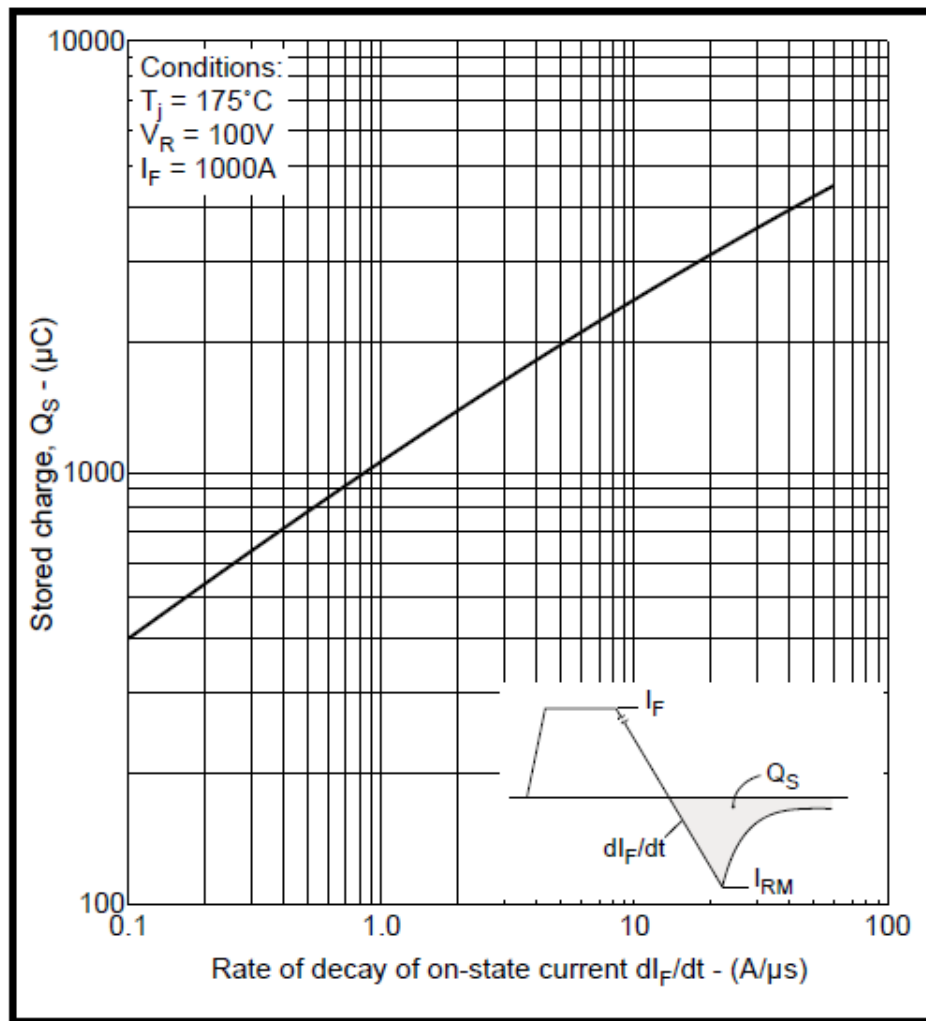


Figure 4-4: Courbes fournies par la fiche technique du constructeur donnant les charges électrostatiques emmagasinées dans la diode qui seront dissipées par le courant de recouvrement inverse [31].

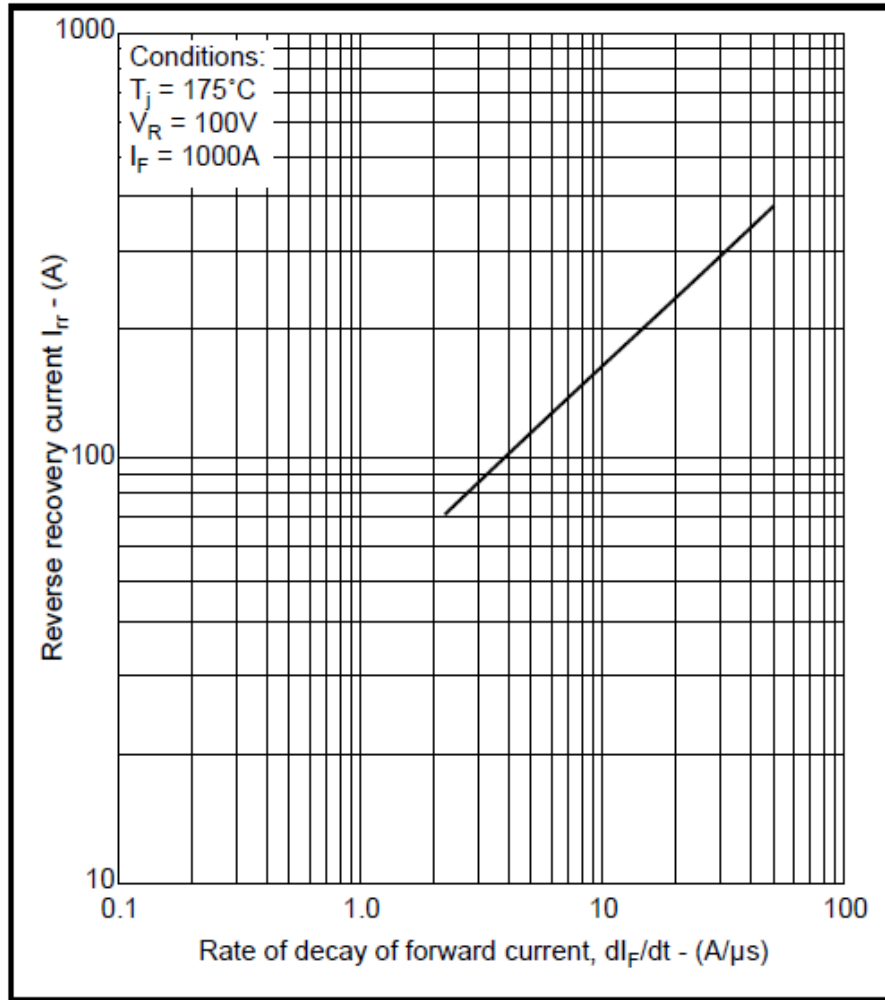


Figure 4-5 : Courbes fournies par la fiche technique du constructeur donnant le pic de courant de recouvrement. Ces variables sont données en fonction de la dérivée du courant avant blocage de la diode [31].

Une fois  $I_{RM}$  atteint (à  $T_R$ ), le courant décroît exponentiellement :

$$i_{recovery} = I_{RM} \exp\left(-\frac{t - T_R}{\tau_r}\right) \quad (4.8)$$

La constante de temps  $\tau_r$  de l'exponentiel est telle que la charge se dispersant par le courant de recouvrement correspond à celle de la Figure 4-5 à gauche. La charge restante à disperser après  $T_R$  est :

$$q_{exp} = Q_{curve} - T_R \frac{I_{RM}}{2} \quad (4.9)$$

Ou encore, en considérant qu'après  $5\tau_r$  le courant de recouvrement est négligeable :

$$q_{\text{exp}} = \int_{T_R}^{T_R+5\tau_r} |i_{\text{recovery}}(t)| dt = \tau_r I_{RM} \quad (4.10)$$

On trouve ainsi  $\tau_r$  :

$$\tau_r = \frac{Q_{\text{curve}} - T_R \frac{I_{RM}}{2}}{I_{RM}} \quad (4.11)$$

Dans le modèle, par identification de la Figure 4-5, la courbe donnant  $I_{RM}$  en fonction de la pente du courant avant blocage est modélisée par la fonction :

$$I_{RM} = \text{cst}_{I_{RM}\text{curve}} \left( \frac{di_{\text{diode}}}{dt} \right)^{\text{exponent}_{I_{RM}\text{curve}}} \quad (4.12)$$

avec  $\text{cst}_{I_{RM}\text{curve}} = 46.9508 \text{ A}$  et  $\text{exponent}_{I_{RM}\text{curve}} = 0.5351$

Et celle donnant  $Q_{\text{curve}}$  par :

$$Q_{\text{curve}} = \text{cst}_{Q_{\text{curve}}} \left( \frac{di_{\text{diode}}}{dt} \right)^{\text{exponent}_{Q_{\text{curve}}}} \quad (4.13)$$

avec  $\text{cst}_{Q_{\text{curve}}} = 1174.6 \mu\text{C}$  et  $\text{exponent}_{Q_{\text{curve}}} = 0.328$

Option :

Avec cette manière de calculer le courant de recouvrement inverse, celui-ci est modélisé par une fonction non dérivable. Ainsi, le passage du moment où le courant de recouvrement augmente linéairement à celui où il décroît exponentiellement est brusque et peut provoquer des pics de tensions n'étant pas physiques. Si tel est le cas, on peut utiliser ce modèle, issu des travaux [28], qui propose une modélisation mathématique du phénomène par une fonction dérivable et qui donne une allure similaire au courant de recouvrement inverse.

$$i_{\text{recovery}} = -2 \frac{I_{RM}}{\exp\left(\frac{t-T_R}{\tau_r}\right) + \exp\left(\frac{-t+T_R}{\tau_r}\right)} = -I_{RM} \text{sech}\left(\frac{t-T_R}{\tau_r}\right) \quad (4.14)$$

La charge dispersée par le courant de recouvrement après  $T_R$  est alors :

$$q_{\text{exp}} = \int_{T_R}^{T_R+5\tau_r} |i_{\text{recovery}}(t)| dt = \left[ \tau_r I_{RM} \arctan \left( \sinh \left( -\frac{t-T_R}{\tau_r} \right) \right) \right]_{T_R}^{T_R+5\tau_r} \quad (4.15)$$

$$= 1.57 \tau_r I_{RM}$$

On trouve ainsi  $\tau_r$

$$\tau_r = \frac{Q_{\text{curve}} - T_R \frac{I_{RM}}{2}}{1.57 I_{RM}} \quad (4.16)$$

Pour choisir cette formule, on prend la variable  $State\_recovery = 2$

Remarques :

- La simulation du courant de recouvrement nécessite un pas de temps très petit, puisque, en régime nominale, la constante de temps  $\tau_r$  de la TKJ 166-38 est de  $7\mu\text{s}$ .
- Normalement lorsque la tension redevient positive, il n'y a plus de courant de recouvrement inverse. Cependant, à cause des brusques variations de courant, la tension est assez instable, surtout avec un circuit inductif. Ainsi pour arrêter le phénomène de recouvrement, si la tension redevient positive, on attend 20 pas de temps. Si la tension est toujours positive, alors le courant de recouvrement inverse cesse. Cette mesure est uniquement contre les instabilités numériques.
- le pas de temps suggéré est  $2\mu\text{s}$  sans défaut, 1 ou  $0.5\mu\text{s}$  avec défaut. De plus, pour les analyses thermodynamiques, parce que le courant de recouvrement joue un rôle primordial dans l'échauffement, il est préférable de choisir un pas de temps inférieur ou égal à  $1\mu\text{s}$



## **CHAPITRE 5      VALIDATIONS ET SIMULATIONS**

La première phase d'essais que l'on peut réaliser est constituée des essais unitaires de chaque membre de l'installation.

En ce qui concerne la TKJ 166-38, on dispose des résultats des essais à vide, en court-circuit et en charge. On va donc simuler ces essais et comparer la réponse du modèle aux réponses expérimentales.

Ensuite on effectuera des essais avec l'installation complète en régime nominal ou avec des défauts sur les diodes. On s'attardera entre autres sur les harmoniques générés par les défauts ainsi que la possibilité ou non pour l'installation de continuer son opération.

### **5.1.1 Validations unitaires**

Avant d'effectuer des simulations avec l'installation complète, des validations unitaires de chaque élément sont réalisées. Le modèle de la génératrice triphasée est validé en comparant ses réponses à divers scénarios à celles de la machine synchrone d'EMTP-RV. Les deux modèles donnent exactement les mêmes résultats, ce qui était attendu puisqu'ils sont basés sur les mêmes équations. Restent à valider les modèles de la TKJ 166-38 et des diodes.

La première étape de validation du modèle de saturation de la TKJ 166-38 a consisté à coder celui-ci sur une machine triphasée et à le comparer au modèle de saturation totale dq0 dans le cas où seule les saturations dans les matériaux magnétiques (rotor cylindrique) n'interviennent. Les deux modèles donnent alors les mêmes résultats ce qui, encore une fois, était espéré puisque ce modèle de saturation est quasiment théoriquement identique à celui de saturation totale d'EMTP-RV.

#### **5.1.1.1 Validation unitaire de la TKJ 166-38**

Pour valider le modèle de la TKJ 166-38, on dispose de mesures effectuées lors des essais en charge, à vide et en court-circuit. On compare donc à chaque fois les réponses des modèles aux résultats de ces essais.



Sur la figure suivante, la courbe des résultats de l'essai à vide est superposée à celle du modèle. La courbe expérimentale est confondue à celle de la tension de sortie de la TKJ 166-38.

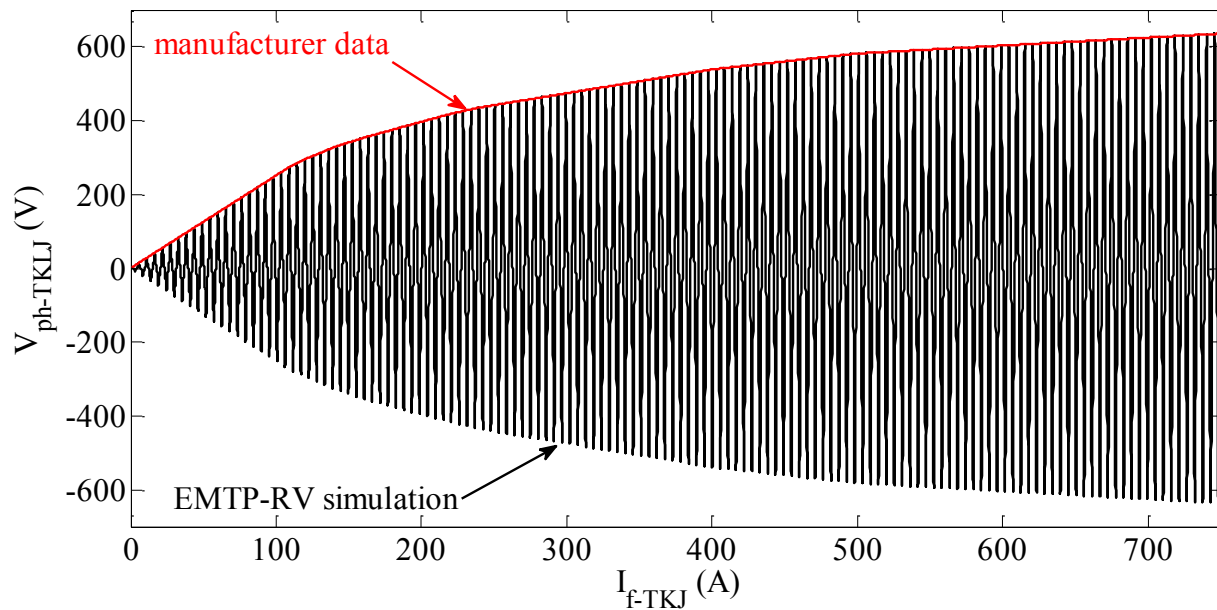


Figure 5-2 : Courbes de tension à vide en fonction du courant de charge : essai et résultat du modèle (TKJ\_test\_a\_vide.ecf)

Elles sont quasiment confondues. Elles diffèrent uniquement car le modèle de saturation n'utilise que 11 points de la courbe de l'essai qui en a beaucoup plus. Peu importe le modèle de diode utilisé ici, les résultats sont les mêmes puisqu'il n'y a pas de courant dans les phases.

On peut observer la variation de la reluctance, due à la saturation dans le matériau magnétique.

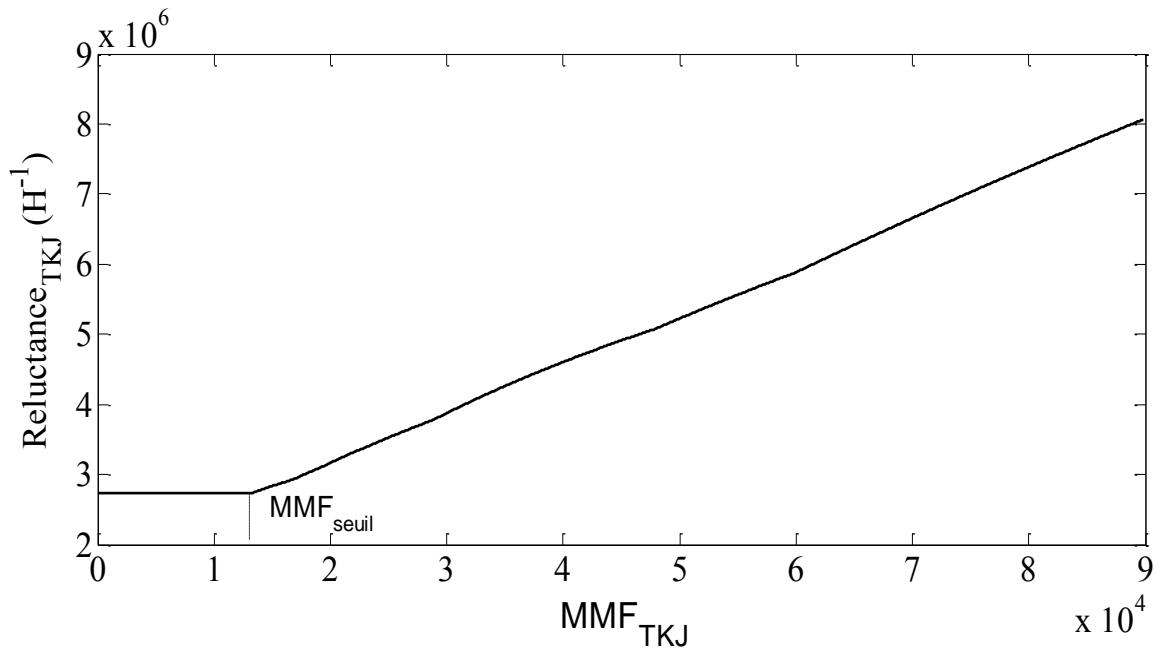


Figure 5-3 : Variation de la reluctance du chemin magnétique de la machine avec la MMF, due à la saturation dans le matériau magnétique (TKJ\_test\_a\_vide.ecf)

#### 5.1.1.1.2 Essai en court-circuit de la TKJ 166 – 38

Dans cette simulation, on reproduit l'essai en court-circuit de la machine TKJ 166-38 pour pouvoir comparer le courant de sortie à celui de l'essai. Pour cela, un courant de champ de 107A est imposé.

Les résultats sont :

Tableau 5.1: Comparaison entre les résultats de l'essai en court-circuit des simulations et des mesures de la TKJ 166-38. (TKJ\_test\_en\_court\_circuit.ecf)

	Courant de sortie de l'excitatrice en (A)
Essai	7510
Simulation modèle	7010
Erreur %	6.66%

Il y a ici une erreur de 6.66%. Elle peut s'expliquer par une erreur dans la détermination des inductances mutuelles.

#### 5.1.1.1.3 Essai avec charge nominale de la TKJ 166 – 38

Le dernier test que l'on reproduit en simulation unitaire est l'essai en charge. La charge pour cet essai est une charge RL (77.896138m, 4mH). On fait varier le courant de champ, successivement à 110A et 210A et on observe le courant de charge en régime permanent.

Tableau 5.2: Comparaison entre les résultats des essais en charge entre la simulation et les mesures de la TKJ 166-38 (TKJ\_test\_en\_charge.ecf)

	Courant de sortie de l'excitatrice en (A)	
Courant de champ (en A)	110	210
Essai : courant (en A)	3791	7160
Simulation modèle	3743	7021
Erreur %	1.27	1.98

Ici encore, pour les même raisons que l'essai en court-circuit, on retrouve une légère erreur. Les résultats sont tout de même très bons. Les saturations de la machine ont très peu d'influence pour ce test.

#### 5.1.1.2 Essai de validation unitaire de la diode

##### 5.1.1.2.1 Validation de la non-linéarité

Concernant la validation de la diode, on s'assure que celle-ci donne bien les mêmes résultats que ceux spécifiés dans sa fiche technique.

Le premier d'entre eux est le respect de la courbe DC courant tension. Pour cela, on connecte la diode entre une source de tension de 2500V et une résistance de  $1\Omega$ . Le courant circulant dans la diode couvrira ainsi toute la courbe DC. On trace alors la courbe du courant par rapport à la tension. On doit observer la même courbe que celle fournies par le constructeur. On fait cela pour les températures de  $25^\circ$  et  $175^\circ$  ainsi que pour  $130^\circ$  pour vérifier l'interpolation entre les courbes. Pour cet essai, on ne prend pas en compte le courant de recouvrement.

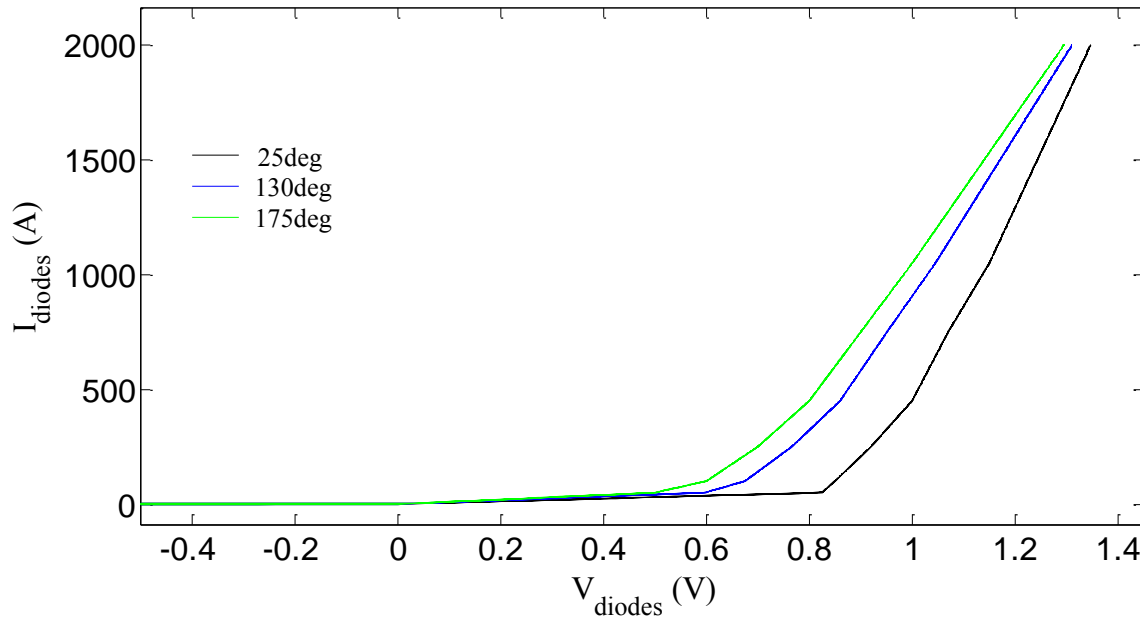


Figure 5-4: Superposition des courbes DC du modèle pour 25°, 130° et 175°  
(Diode\_test\_courbes\_DC.ecf)

On retrouve les courbes DC segmentées du fabricant.

#### 5.1.1.2.2 Validation de la reproduction du courant de recouvrement inverse

On valide ensuite la modélisation du courant de recouvrement. Pour cela, on soumet la diode à une onde de tension. On regarde le courant de la diode et vérifie si :

- Le pic du courant de recouvrement inverse  $I_{RM}$  correspond à celui fournie par la courbe Figure 4-5 en fonction de la dérivé du courant au moment du changement de polarité. C'est le cas ici.
- La charge libérée par le courant de recouvrement correspond à celle spécifiée par la deuxième courbe de la Figure 4-5. Pour cela, on intègre le courant de recouvrement inverse lorsque la tension devient négative.

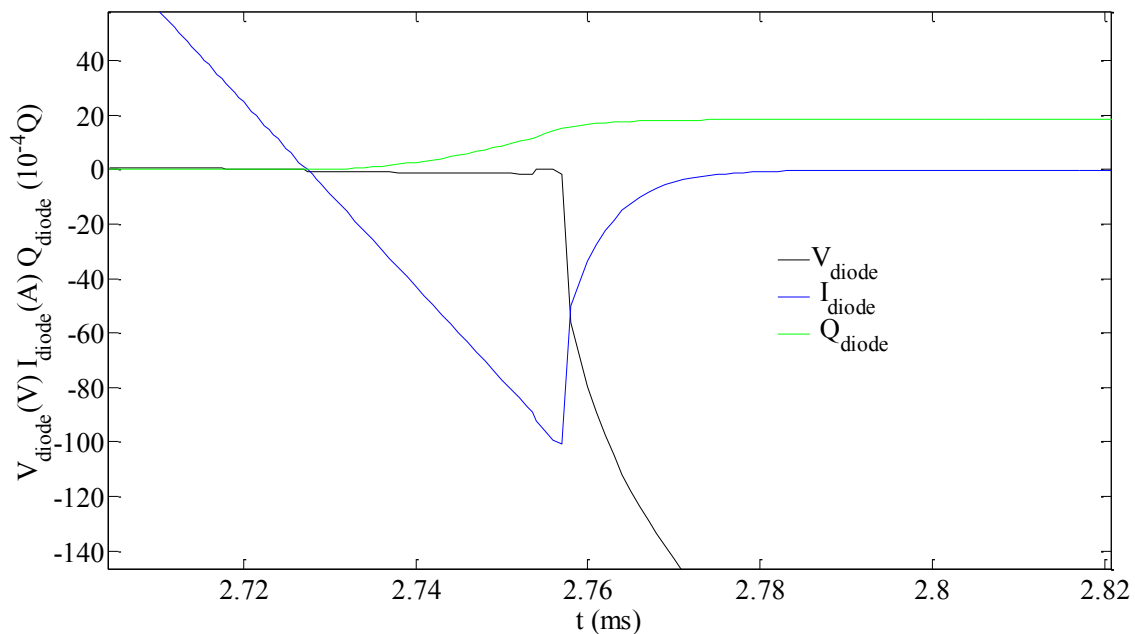


Figure 5-5 : Ondes de courant et de tension dans une diode ainsi que la charge dissipée par le courant de recouvrement inverse. (Diode\_test\_recovery\_DC.ecf)

Sur la Figure 5-5, le courant de recouvrement débute à 2.728ms. La dérivée du courant est alors  $3.4\text{A}/\mu\text{s}$ . En utilisant la courbe Figure 4-5, le pic de courant de recouvrement doit être d'environ 95A et les charges libérées de  $1900\mu\text{C}$ . C'est très proche de ce que l'on trouve lors de la simulation où le pic de courant de recouvrement est 100.5A et les charges dissipées de  $1831\mu\text{C}$ . L'erreur, qui est très faible, provient de l'identification faite à partir de quelques points des courbes Figure 4-5.

On peut par ailleurs observer la puissance dissipée par la diode (Figure 5-6). On voit qu'il y a un pic de dissipation au moment de la libération des charges lors de la libération du courant de recouvrement inverse qui correspond, dans ce cas, à environ 30% de la dissipation totale, d'où l'importance de cette modélisation. Il est due au fait que le courant circule alors que la diode est bloquante, c'est-à-dire qu'il y a une tension à ses bornes. Plus le circuit est inductif, plus cette puissance dissipée est grande.

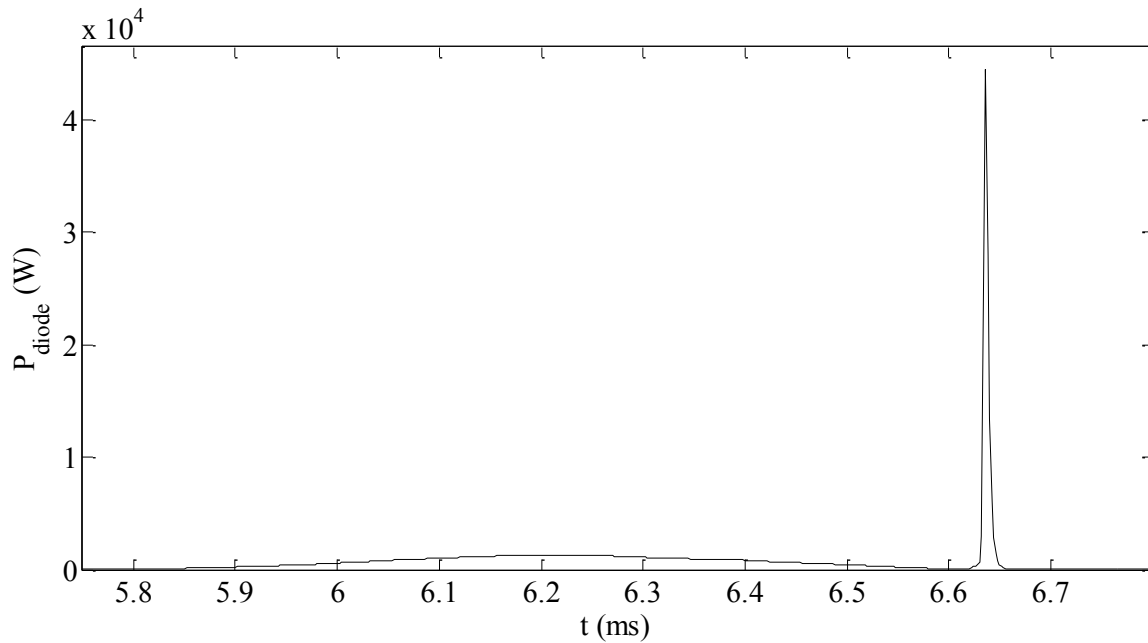


Figure 5-6 : Puissance dissipée dans la diode

En ce qui concerne la thermodynamique de la diode, la validation est difficile par manque de données de comparaison. On peut simplement observer la tendance. Par exemple, sur la Figure 5-7, on observe l'augmentation de la température de la diode lors d'une augmentation de 10% du courant la traversant. L'augmentation de celle-ci est d'environ 10%, ce qui est logique si l'on reprend l'équation(4.2). Elle met un peu plus de 30sec pour atteindre cette nouvelle température, ce qui est raisonnable pour un phénomène thermodynamique.



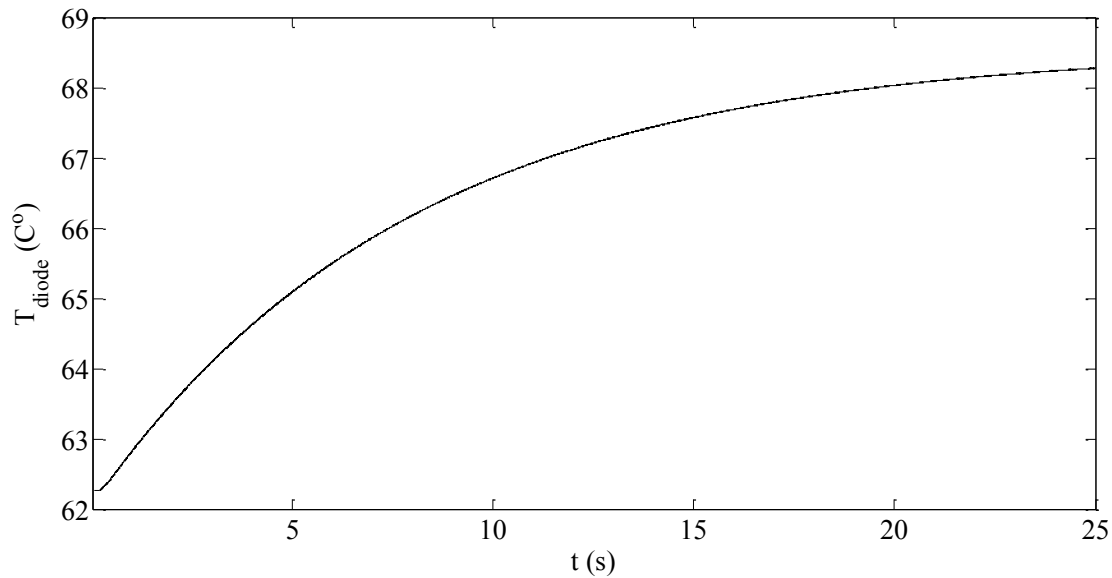


Figure 5-7 : Variation de la température dans la diode lors d'une augmentation de 10% du courant de celle-ci.

### 5.1.2 Simulations avec le modèle complet

On simule cette fois-ci l'installation complète composée, on le rappelle, d'une génératrice triphasée qui alimente une charge nominale de  $0.25\Omega$  avec un facteur de puissance de 0.91 et de son excitatrice TKJ 166-38 composée de la machine synchrone à 22 pôles et 39 phases chacune reliée à un redresseur à ponts de diodes. Les deux machines sont montées sur le même arbre qu'elles partagent avec les 4 turbines. Ces dernières ont leur puissance régulée pour répondre aux besoins de la génératrice et maintenir la fréquence de rotation de l'arbre à 25Hz. La tension de charge est régulée par un correcteur qui commande la tension de champ de la TKJ 166-38 pour maintenir la tension à 1pu, soit 20kVrmsLL. Ce correcteur est un proportionnel intégral en pu. La mesure de la tension de charge est filtrée par un filtre passe bas pour diminuer l'effet des harmoniques générées par l'installation.

Deux simulations sur les défauts de diodes vont être menées. La première lors d'un défaut sur une diode qui devient un circuit ouvert. On étudiera alors le mode dégradé correspondant à cet état. La deuxième lorsque le défaut est un circuit fermé. On s'intéressera alors au niveau de courant atteint avant que le fusible de protection n'opère.

### 5.1.2.1 Défaut sur une diode qui tombe en circuit ouvert

Dans cet essai, on étudie les effets transitoires et la production d'harmoniques à la suite d'un défaut sur une diode en circuit ouvert (Figure 5-8).

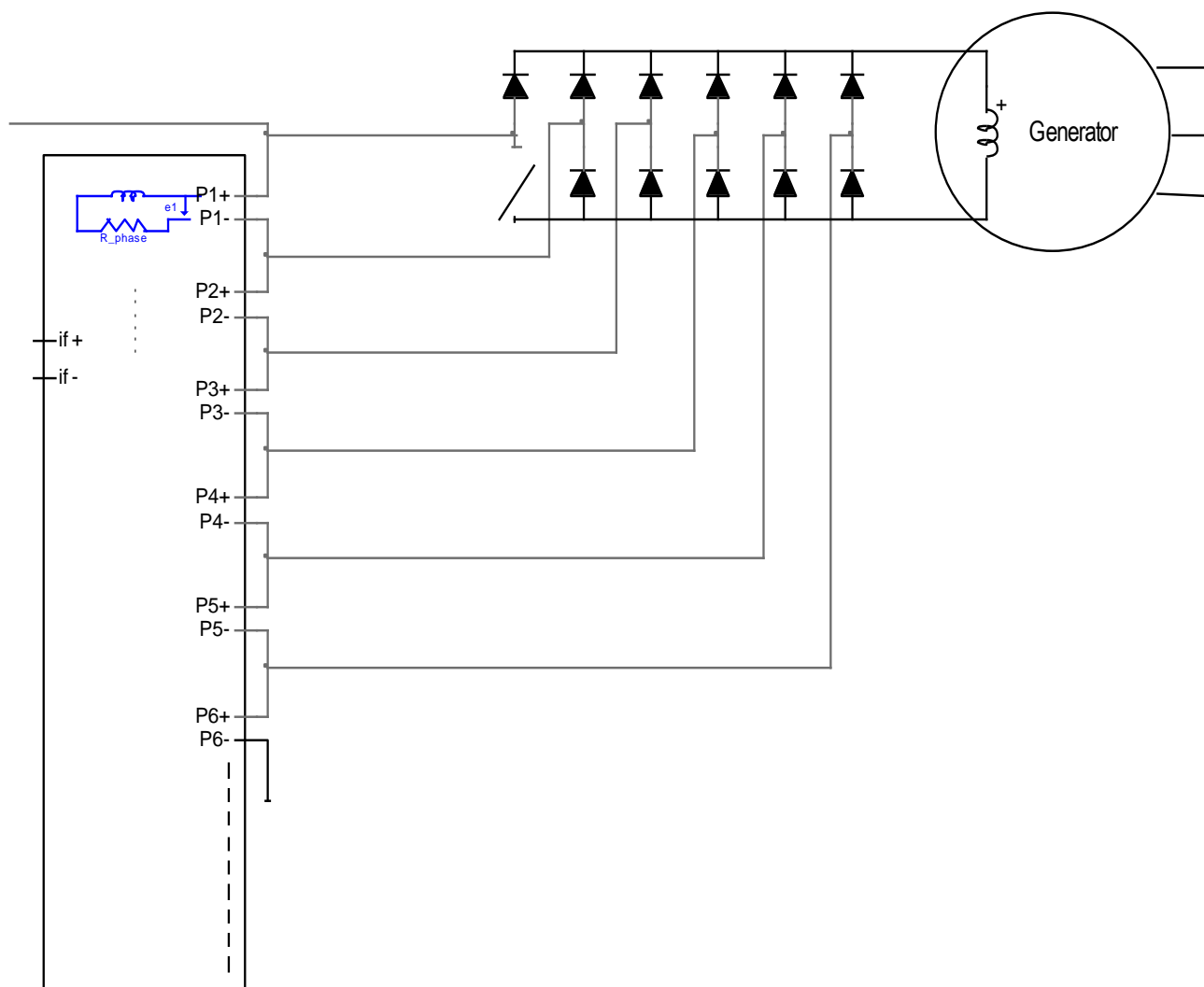


Figure 5-8 : Schéma de l'installation lors de la faute de la diode en circuit ouvert

La machine disposant de 39 phases, soit 78 diodes, le nouvel état est acceptable et ne requiert pas d'intervention urgente. On observe sur la Figure 5-9 le courant dans les diodes. Les diodes les plus atteintes, qui sont celles qui conduisent habituellement en même temps que la diode en défaut, voient leur pic de courants augmenté d'environ 10%. Il y va de même de leur température (Figure 5-7). Dans cet état d'opération, il n'y a pas d'urgence d'intervention.

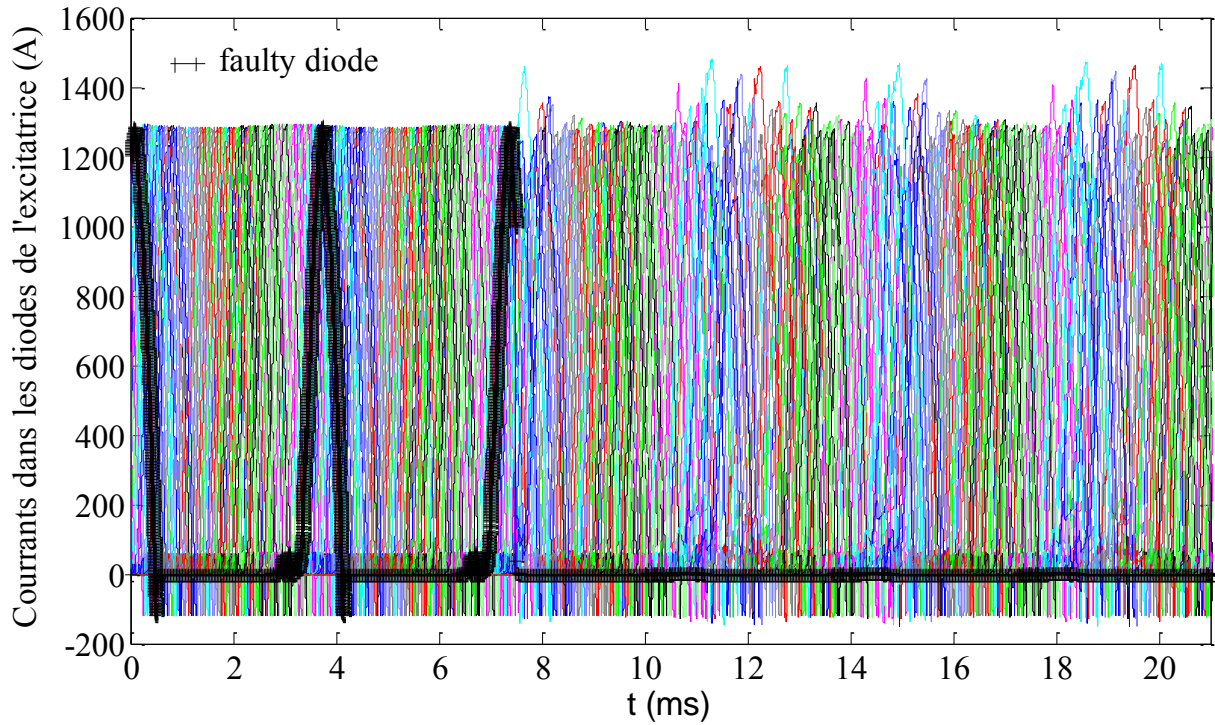


Figure 5-9 : Courants dans les diodes de l'excitatrice lors d'un défaut en circuit ouvert  
(installation\_complete\_diode\_open\_circuit.ecf)

Le courant dans les diodes est inaccessible en opération car celles-ci sont placées sur l'arbre tournant. Pour repérer un tel défaut, il faut donc observer le courant de champ de l'excitatrice Figure 5-10.

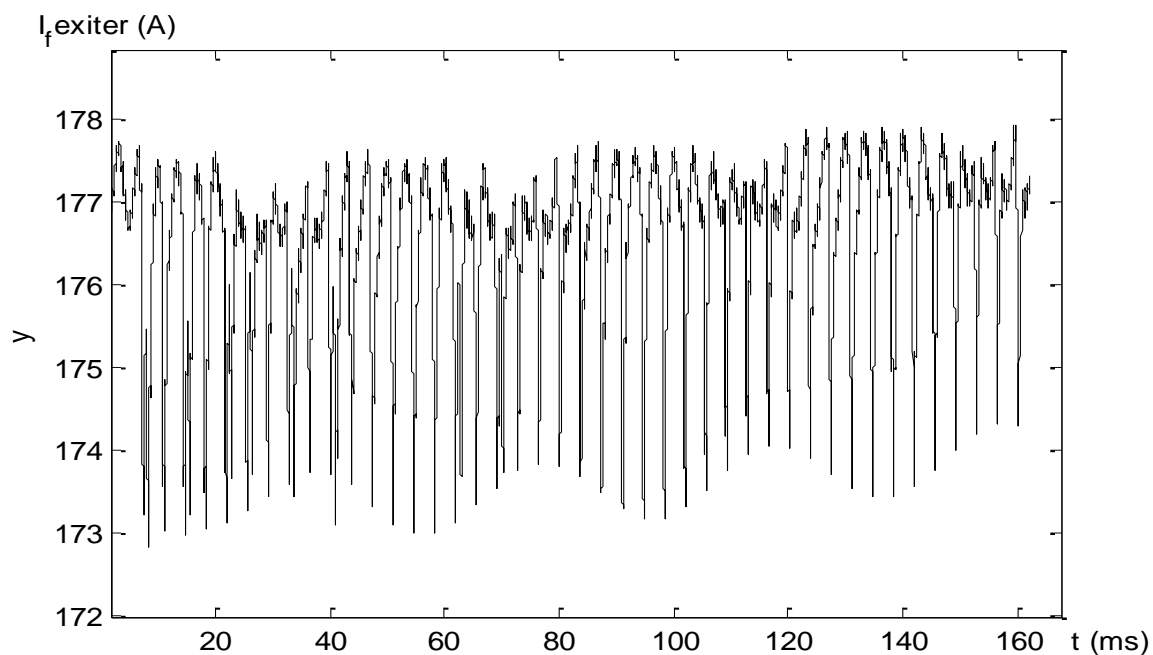


Figure 5-10 : Courant dans l'inducteur de la TKJ 166-38 lors du défaut en circuit ouvert d'une diode (installation\_complete\_diode\_open\_circuit.ecf)

On retrouve bien visible dans ce courant l'harmonique de 275Hz de l'excitatrice. Son amplitude est de l'ordre de 2%. On peut également observer l'harmonique sub-transitoire de 25Hz, de très faible amplitude 0.2% résultants de l'oscillation mécanique entre les turbines et les machines électriques Figure 5-11.

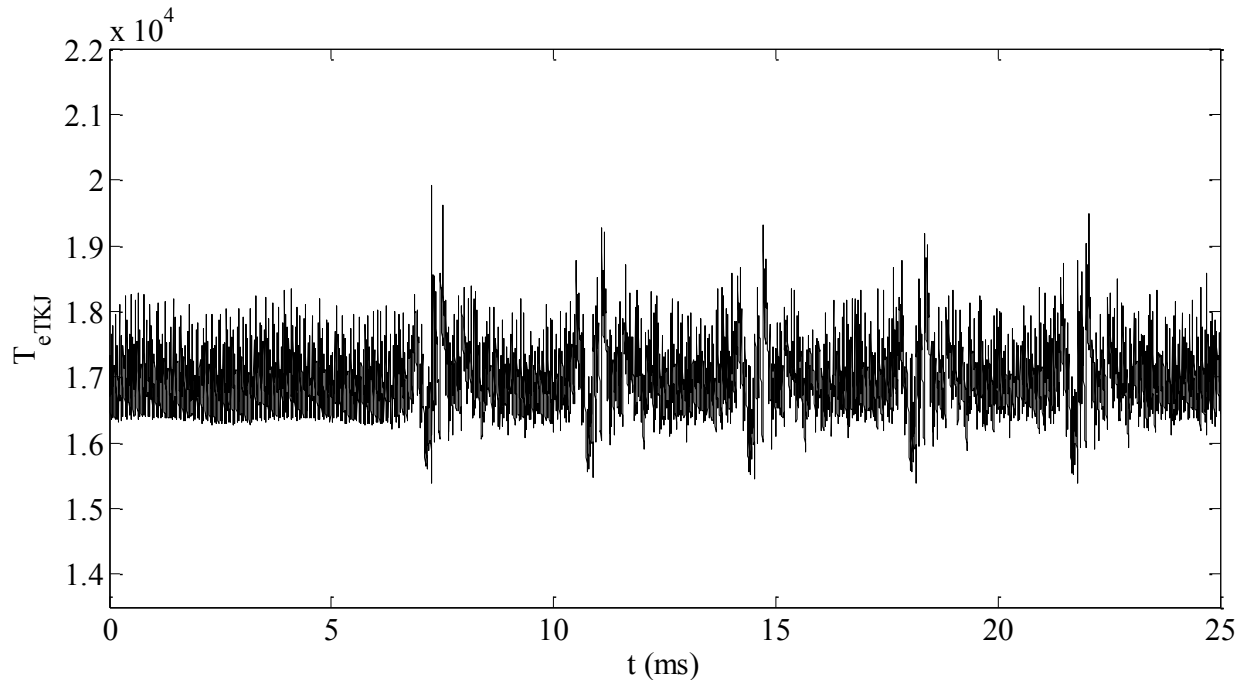


Figure 5-11 : Couple de l'excitatrice lors d'un défaut en circuit ouvert d'une diode  
(installation\_complete\_diode\_open\_circuit.ecf).

Ce couple a une amplitude de perturbation d'environ 5% qui peut causer des vibrations et des problèmes mécaniques, spécialement si une fréquence naturelle mécanique se situe proche de la fréquence de ces perturbations.

Le courant de champ et de phases de la génératrice ne subissent aucune perturbation visible.

Le fonctionnement dans ce mode de défaillance est cependant acceptable à moyen terme et surtout détectable par mesure du courant de l'inducteur de l'excitatrice. Il affecte peu, voire pas, les performances en termes de temps de réponse de l'installation. Pour étudier ce dernier point, on observe le comportement lors d'un défaut au stator de la génératrice dans plusieurs cas :

- Si aucune diode n'est défectueuse.
- Si le fusible de protection d'un pont de diode s'est ouvert, mettant deux diodes en circuit ouvert
- Si 5 fusibles se sont ouverts (10 diodes en circuit ouvert)
- Si 10 fusibles se sont ouverts (20 diodes en circuit ouvert)

Cela donne une idée de la robustesse du système.

La Figure 5-12 montre le courant dans la phase A pour un défaut franc au stator de la génératrice pour ces différents. La différence n'est quasiment pas visible. Par contre, le critère limitant sera le courant de phase de la TKJ 166-38 et le courant dans les diodes saines (Figure 5-13)

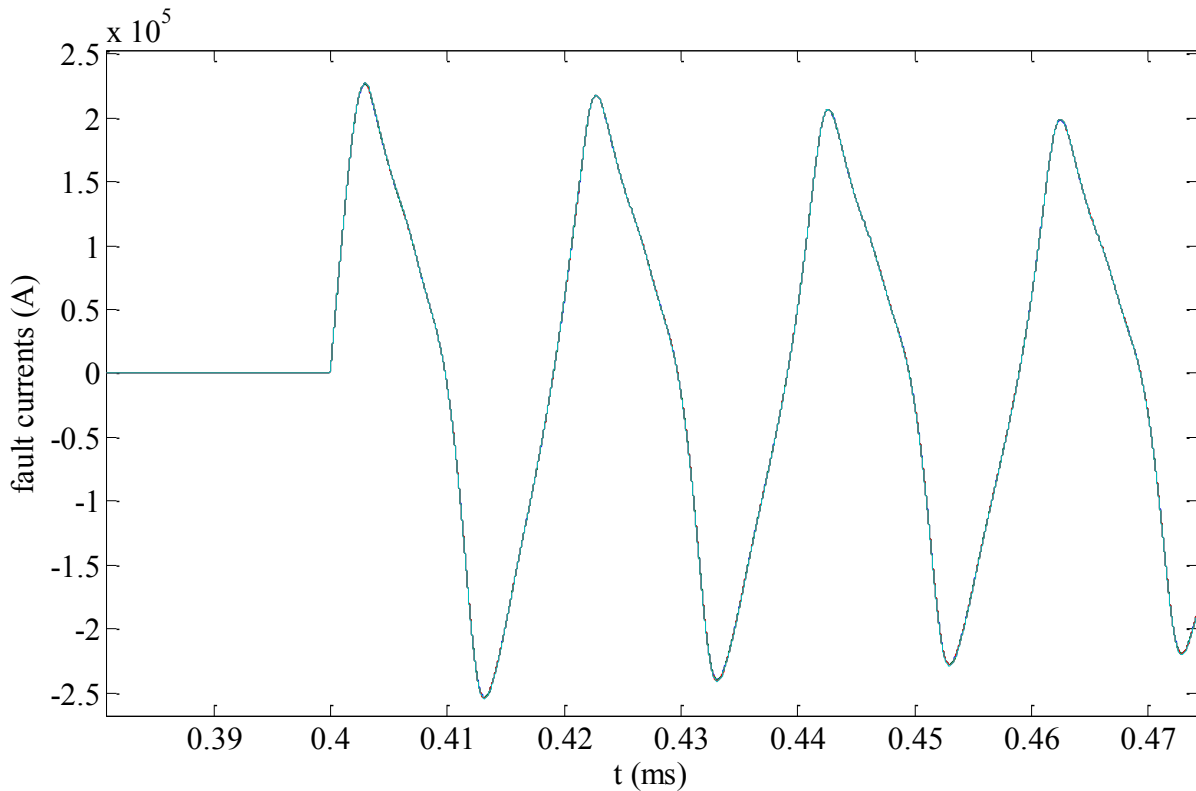


Figure 5-12 : Courant de défaut de la phase A de la génératrice pour un défaut franc à son stator. Comparaison des cas où aucune diode n'est défaillante et où 1 fusible de protection de pont de diode est ouvert, 5 fusibles sont ouverts ou 10 fusibles le sont. (installation\_complete.ecf, installation\_complete1fuse.ecf, installation\_complete5fuses.ecf, installation\_complete10fuses.ecf)

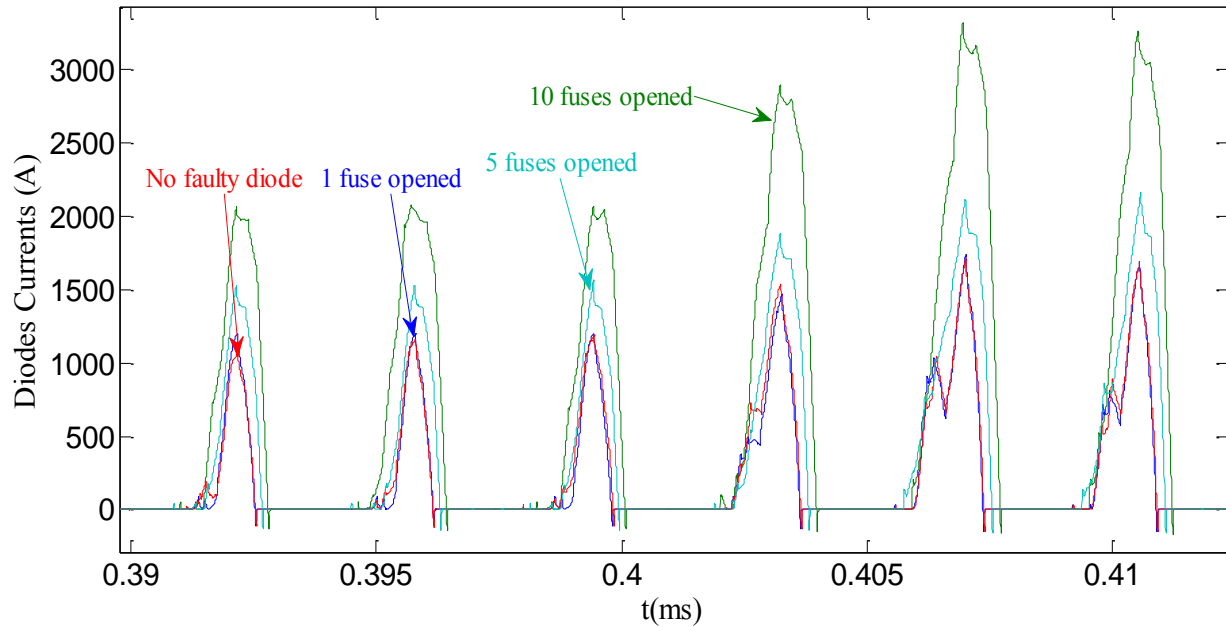


Figure 5-13 : Courants dans une des diodes du pont redresseur de la phase 23 de la TKJ 166-38 pendant un défaut franc au stator de la génératrice. Comparaison des cas où aucune diode n'est défaillante et où 1 fusible de protection de pont de diode est ouvert, 5 fusibles sont ouverts ou 10 fusibles le sont. (installation\_complete.ecf, installation\_complete1fuse.ecf, installation\_complete5fuses.ecf, installation\_complete10fuses.ecf)

### 5.1.2.2 Défaut sur une diode qui tombe en court-circuit

Si la diode se brise en court-circuit, les effets transitoires vont être de bien plus grandes amplitudes et plus préoccupants. Si aucune protection n'opère, ce type de défaut nécessite l'arrêt immédiat de l'installation. Dans le cas étudié, les fusibles de protection suppriment le défaut après un certain temps, isolant le pont de diodes defectueux.

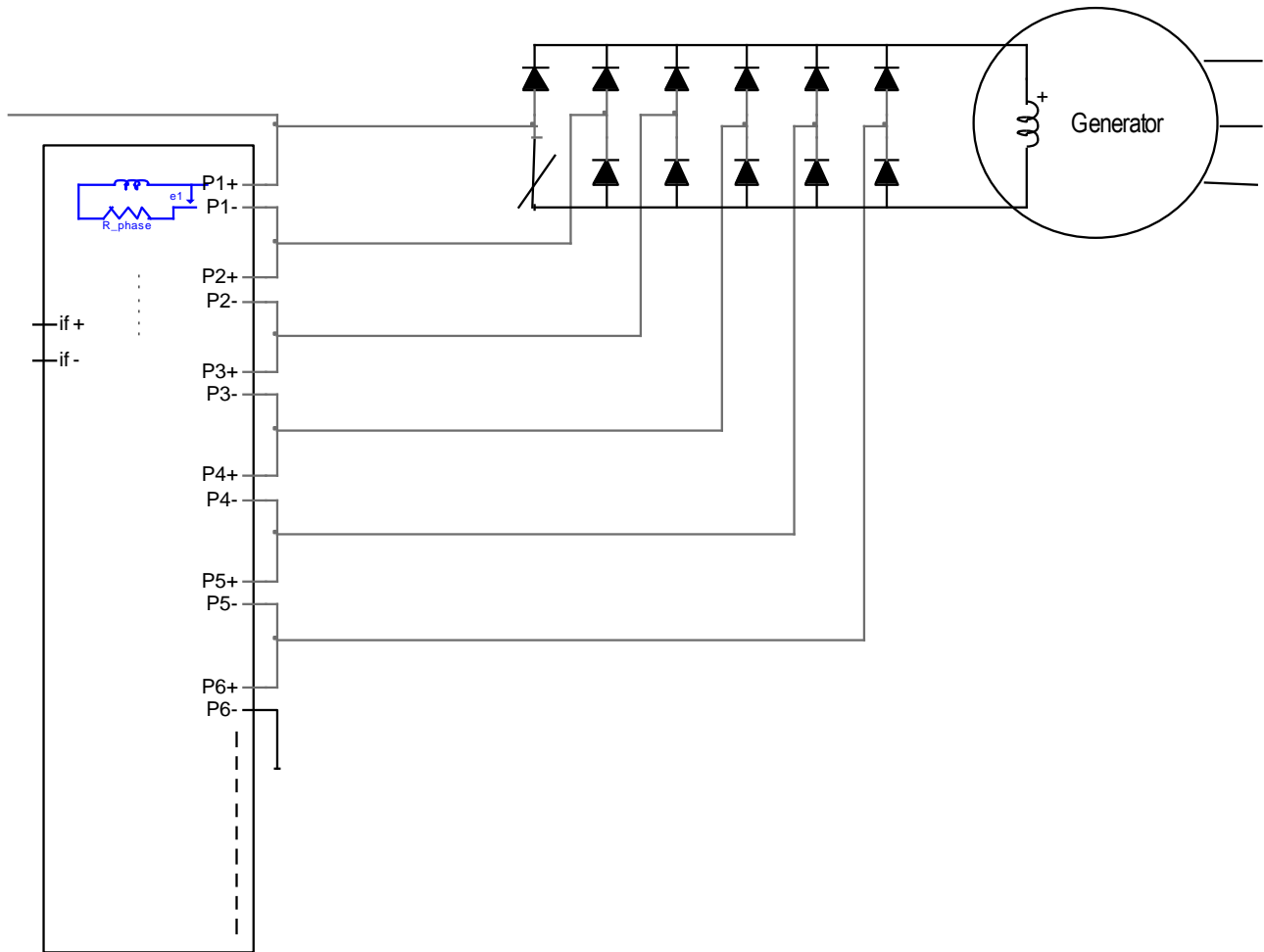


Figure 5-14 : Schéma de l'installation lors de la faute de la diode en court-circuit

Sur la Figure 5-15, on superpose le courant dans la phase dont le pont de diodes est défectueux dans le cas où, d'un côté, les saturations ne sont pas considérées (no satu sur la figure), de l'autre où elles le sont (satu). Les courants dans les phases vont augmenter de plusieurs pu avant que la protection n'opère. Si on ne prend pas en compte les saturations, le courant monte jusqu'à 16pu. Avec cette modélisation qui est très pessimiste, les fusibles ouvrent en 8ms. Avec la modélisation complète, à cause des saturations due à la variation de la longueur de l'entrefer, la machine ne sera pas capable de fournir un tel courant. Le pic sera de 10pu et le fusible s'ouvrira en 15ms.



Ce type de défaut va alors se transformer en un circuit ouvert, beaucoup moins sévère. Les fusibles des diodes ont été modélisés comme sur la Figure 4-2 avec  $i^2t = 5.10^5$  et  $I_{nom} = 1000A$ .

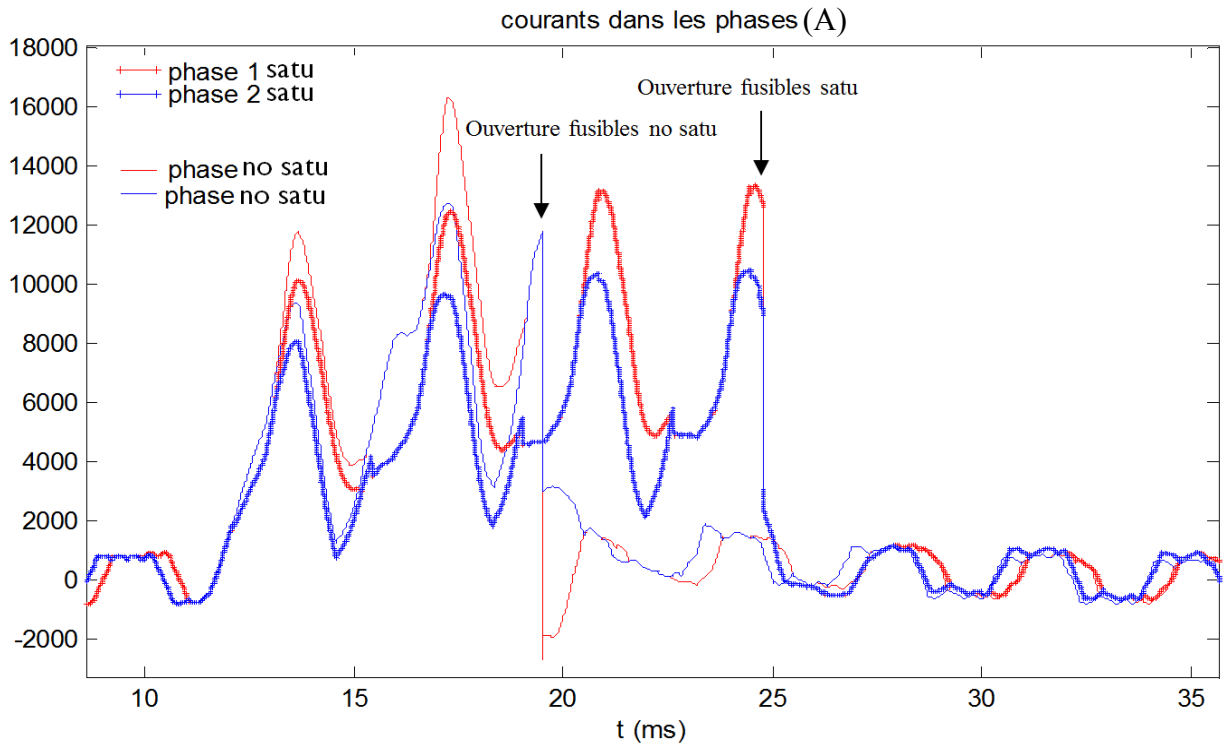


Figure 5-15 : Courant dans les phases 1 et 2 de la TKJ 166-38 avec (satu) et sans (no satu) prise en compte des saturations. (installation\_complete\_diode\_court\_circuit.ecf)

Avant que la protection n'opère, le courant dans l'inducteur de l'excitatrice est énormément perturbé (Figure 5-16). Il est alors très facile de repérer ce type de défaut, et de le différencier d'un défaut en circuit ouvert simplement en observant l'amplitude des harmoniques dans le courant de champ de l'excitatrice (Figure 5-19).

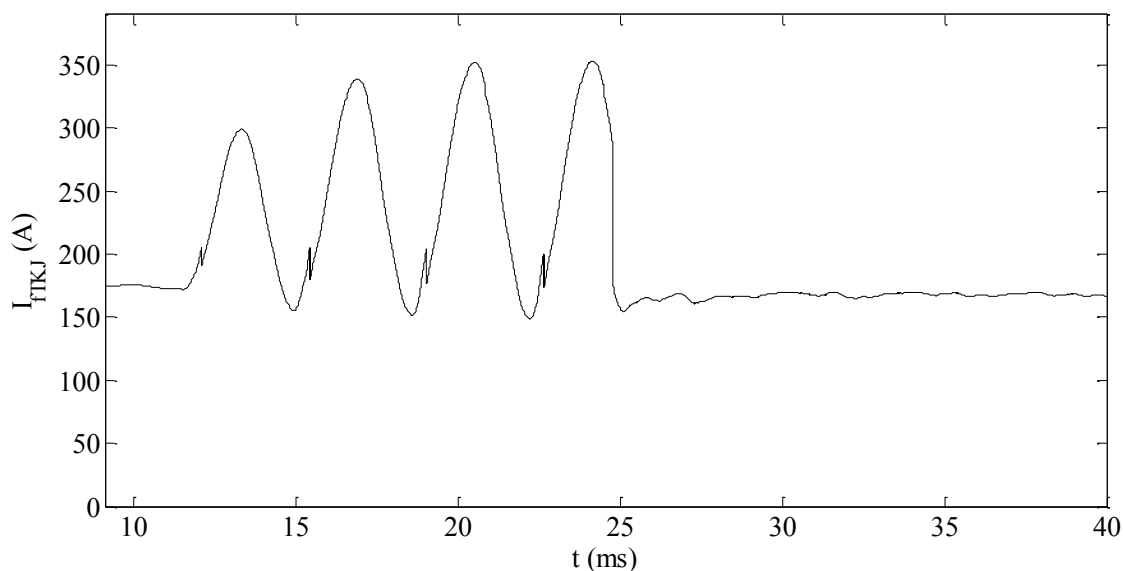


Figure 5-16 : Courant dans l'inducteur de l'excitatrice lors d'un défaut en court-circuit d'une diode. (installation\_complete\_diode\_court\_circuit.ecf)

Le couple est aussi dramatiquement affecté :

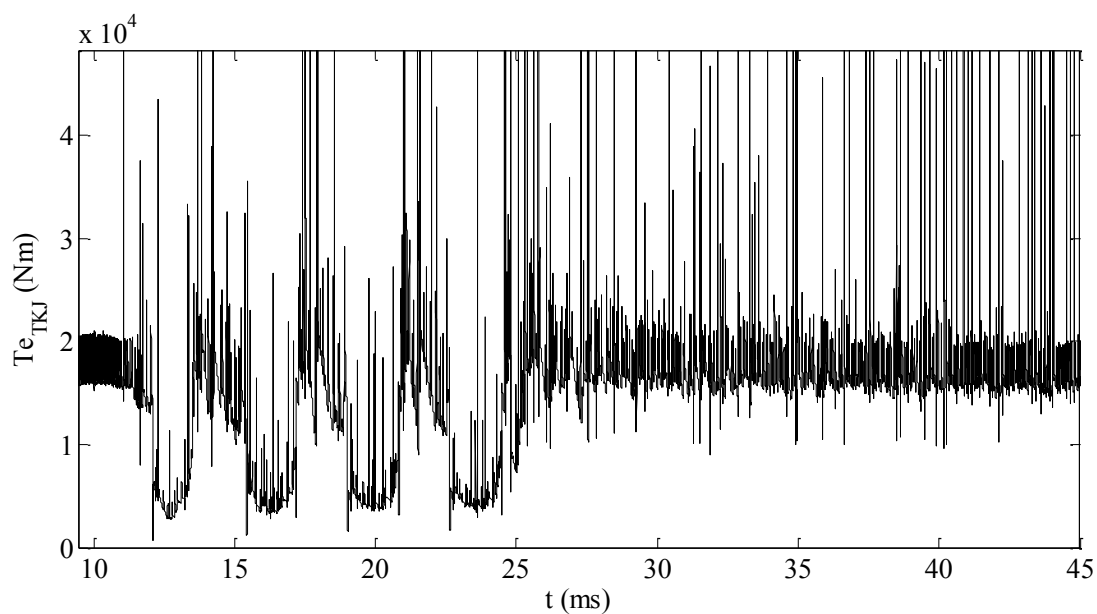


Figure 5-17 : Couple de l'excitatrice lors d'un défaut en court-circuit sur l'une des diodes. (installation\_complete\_diode\_court\_circuit.ecf)

Les amplitudes des oscillations du couple sont de près de 100%. L'arbre de l'excitatrice a alors de grande chance de se briser ou de s'endommager si le fusible n'opère pas à temps.

Ce mode de défaillance n'est pas acceptable, même à court terme.

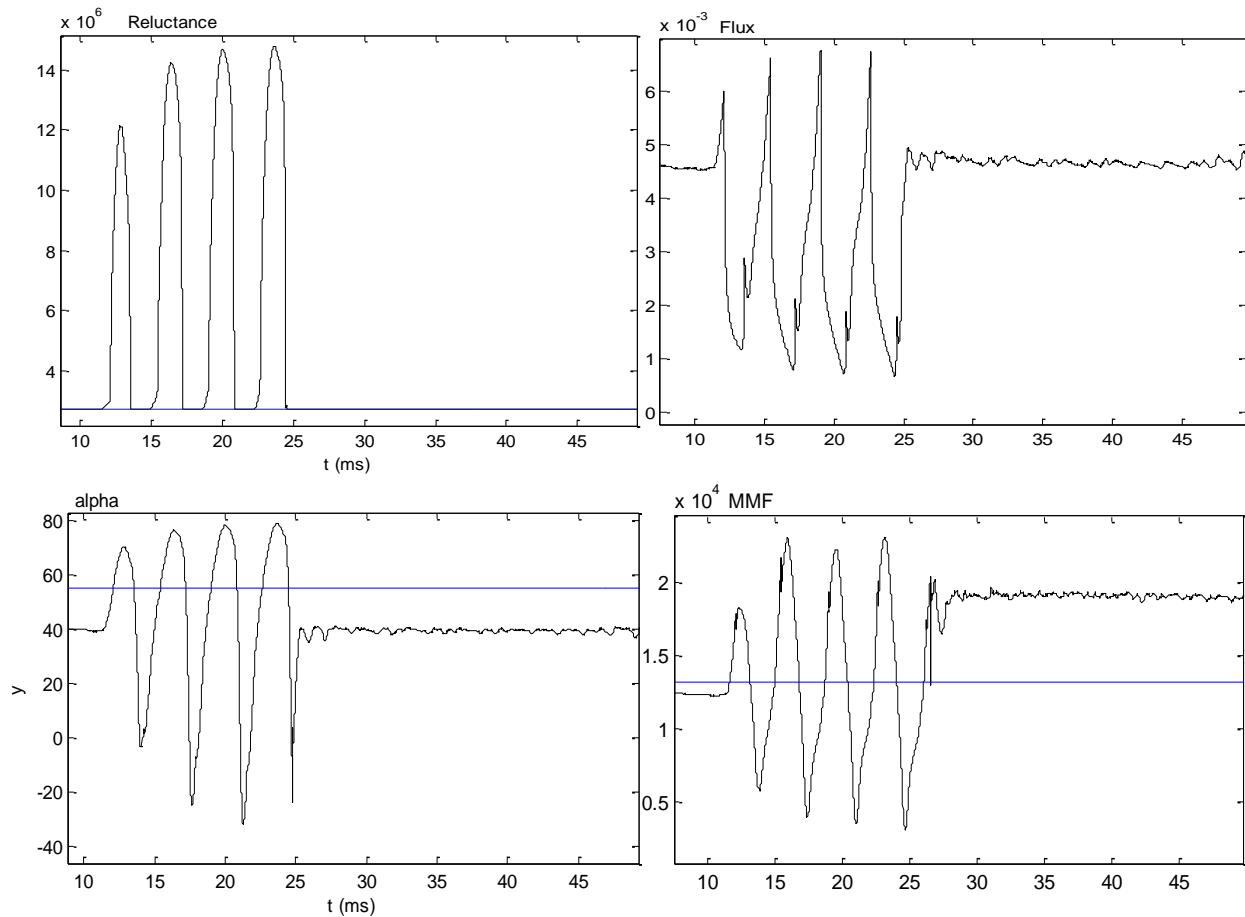


Figure 5-18 : En haut à gauche : reluctance de la TKJ 166-38. En haut à droite : le flux dans une phase de la TKJ 166-38. En bas à gauche : l'angle alpha entre la MMF et l'axe d. En bas à droite : la MMF de la TKJ 166-38. (installation\_complete\_diode\_court\_circuit.ecf). Les courbes en bleues sont les limites du comportement linéaire de la machine.

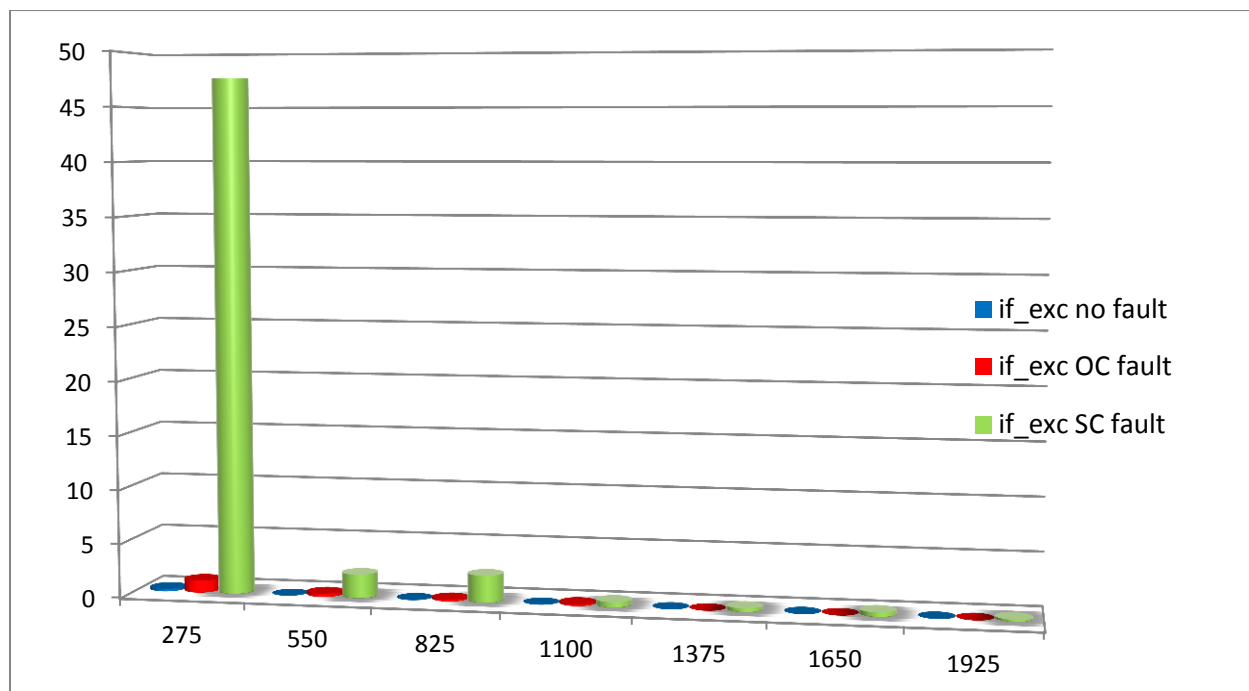


Figure 5-19 : Amplitudes des harmoniques dans l'inducteur de la TKJ 166-38 en régime nominal et lors des différents défauts sur la diode.

Finalement, comme montré sur la Figure 5-19, lorsqu'il n'y a pas de défaut, les harmoniques multiples de 275Hz ne sont quasiment pas visibles. Lors d'un défaut en circuit ouvert, ceux-ci apparaissent et leur amplitude reflète le nombre de diodes en défaut. Enfin, lors d'un défaut de diode en court-circuit, l'amplitude des harmoniques est très élevée. Ce type de défaut n'est cependant que transitoire et après ouverture du fusible, il se transformera en un défaut en circuit ouvert pour lequel le pont de diode contenant la diode défectueuse est isolé.

## CONCLUSION

Dans ce mémoire, un modèle complet de l'excitatrice à ponts de diodes tournants TKJ 166-38 et son intégration dans une unité complète de production ont été étudiés. Celle-ci est composée d'une génératrice synchrone triphasée de 1650MVA à 4 pôles, d'une excitatrice à ponts de diodes tournants de 39 phases et 22 pôles, de 4 turbines de pressions différentes et des différents régulateurs de puissance et de tension.

La génératrice est modélisée dans le domaine des phases et son inducteur peut être connecté électriquement à l'excitatrice. Les nœuds correspondant aux bornes de son enroulement de champ fait partie du MNE qu'EMTP-RV résout à chaque pas de temps. Elle possède 3 amortisseurs, deux sur l'axe q et un sur l'axe d et reprend le modèle de saturation totale dq0. L'excitatrice synchrone, qui a un rotor à pôles saillants, reprend une modélisation similaire à celle de la génératrice à l'exception du modèle de saturation qui est basé sur le calcul des variations de la reluctance. Ces variations sont dues aux saturations dans le matériau magnétique et à la variation de la longueur de l'entrefer. Les inductances du modèle évoluent alors inversement à la reluctance. Ces deux machines sont reliées au même arbre moteur qu'elles partagent avec 4 turbines. Ces turbines sont régulées de façon à suivre la puissance électrique générée par la génératrice et à asservir la fréquence de rotation de l'arbre moteur à 25Hz. Le champ de la TKJ 166-38 est excité par une machine synchrone à aimant permanent pilotée de sorte à maintenir la tension de la génératrice à 1pu. Ce dispositif a été modélisé une source de tension idéale contrôlée par un régulateur de type PI.

Le modèle des diodes de l'excitatrice reprend les principaux phénomènes ayant une influence notable à savoir, sa non linéarité, l'évolution de son comportement avec les variations de la température, et le stockage des charges étant à l'origine des courants de recouvrement inverses.

Finalement, on est capable de simuler des scénarios de défauts sur les diodes pouvant résulter par exemple d'une accumulation de poussière dans la TKJ 166-38. Celles-ci ont deux façons de tomber en défaut : en circuit ouvert ou en court-circuit.

D'après les résultats des simulations, si une diode se brise en circuit ouvert, alors le mode de défaillance associé est acceptable à moyen terme. Les courants et les températures des diodes voisines augmentent de 10% et des vibrations provenant des harmoniques peuvent apparaître.

Si la diode se brise en court-circuit, alors l'opération de l'installation en l'état n'est plus acceptable. Les courant dans les phases de l'excitatrice peuvent monter jusqu'à 10pu. Des harmoniques de 100% de la fondamentale apparaissent dans le courant de l'inducteur et dans le couple de l'excitatrice. Avec un tel scénario se produit, les fusibles de protection des diodes opèrent en moins de 10ms et ouvre le pont de diodes défectueux. Si le fusible n'opère pas, alors la génératrice perdrait sa capacité de production et un incendie se déclarerait certainement dans la TKJ 166-28.

Avec ce modèle, d'autres études sont envisageables comme par exemple le nombre de bris de diodes en circuit ouvert avant qu'un effet de cascade se déclenche par la surcharge engendrée sur les autres diodes. Aussi, les fusibles sont ici modélisés par des interrupteurs parfaits capable de couper du courant. Lors d'un défaut en court-circuit, on observe une forte composante continue dans le courant si bien que celui-ci ne change plus de signe. Pour les simulations, il a fallu mettre une marge de courant à l'ouverture pour permettre au fusible d'opérer. Il serait intéressant de refaire l'étude de diode en court-circuit avec un modèle de fusible plus élaboré.

## REFERENCES

- [1] W.W. Holburn, "Brushless Excitation of 660 MW Generators," *Journal of Science and Technology*, Vol. 37, No.2, 1970.
- [2] T. Zouaghi, M. Poloujadoff, "Modeling of Polyphase Brushless Exciter Behavior for Failing Diode Operation", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 13, No. 3, September 1998
- [3] T. Figiel, J. Bothwell W. Moore, "Preventive Maintenance and Overhaul Experience for Rotating Brushless Exciters and other Excitation Systems," *EPRI Utility Generator Predictive Maintenance and Refurbishment Conference*, Phoenix, Arizona, USA.
- [4] DCG-EMTP (Development coordination group of EMTP) Version EMTP-RV 2.6, Electromagnetic Transients Program. Available: <http://www.emtp.com>.
- [5] J. Mahseredjian, J. L. Naredo, U. Karaagac, J. A. Martinez-Velasco, "Off-line Simulation Methods and Tools for Electromagnetic Transients in Power Systems: Overview and Challenges", *IEEE/PES Tutorial on Electromagnetic Transients in Power Systems*, IEEE Catalog Nr. 11TP255E, ISBN 978-1-4577-1501-3, July 2010.
- [6] J. Mahseredjian, V. Dinavahi and J.A. Martinez, "Simulation Tools for Electromagnetic Transients in Power Systems: Overview and Challenges", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 24, Issue 3, pp. 1657-1669, July 2009.
- [7] J. Mahseredjian, S. Denetiere, L. Dubé, B. Khodabakhchian and L. Gérin-Lajoie: "A New Approach for the Simulation of Transients in Power Systems". *Electric Power Systems Research*, Vol. 77, Issue 11, September 2007, pp. 1514-1520.
- [8] Alternative Transients Programs, ATP-EMTP, ATP User Group, 2007. Available: <http://www.emtp.org>.
- [9] EMTDC User's Guide. Winnipeg, MB, Canada: Manitoba HVDC Research Center Inc., 2004.
- [10] H. K. Lauw and W. S. Meyer, "Universal machine modeling for the representation of rotating electrical machinery in an electromagnetic transients program," *IEEE Trans. On Power App. and Systems*, Vol. PAS-101, Issue 6, pp. 1342–1351, June 1982.

- [11] S. Jordan, J. Apsley. "Open-Circuit Fault Analysis of Diode Rectified Multiphase Synchronous Generators for DC Aircraft Power Systems". *IEEE International, Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 926 - 932, 2013.
- [12] A.EL-AKOUM. Étude de faisabilité de la modélisation électrique des excitatrices à diodes tournantes des paliers CP0/CP1 sous EMTP-RV, 2011.
- [13] U. Karaagac, H. Gras, J. Mahseredjian, A.El-Akoum and X. Legrand, "Synchronous machine exciter circuit model in a simultaneous field winding interface," *Power and Energy Society General Meeting (PES)*, 2013 IEEE , vol., no., pp.1,5, 21-25 July 2013
- [14] J. Mahseredjian, "Simulation des transitoires électromagnétiques dans les réseaux électriques", Édition '*Les Techniques de l'Ingénieur*', February 10, 2008, Dossier D4130. Invited publication with funding, 12 pages.
- [15] P.Lacasse. Machine synchrone dans EMTP-RV, 2003.
- [16] J. R. Marti, K. W. Louie, "A Phase-Domain Synchronous Generator Model Including Saturation Effects", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 12, No. 1, February 1997.
- [17] U. Karaagac, "Synchronous Machine Modeling Precision And Efficiency In Electromagnetic Transients", *Ph. D. Thesis*, Univ. Ecole Polytechnique de Montréal, November 2011.
- [18] U. Karaagac, J. Mahseredjian, O. Saad and S. Dennerrière, "Synchronous machine modeling precision and efficiency in electromagnetic transients", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 26, Issue 2, pp. 1072-1082, April 2011.
- [19] U. Karaagac, J. Mahseredjian and J. A. Martinez-Velasco: "Synchronous machines", CRC Press, Taylor & Francis Group, Chapter for Book "*Power System Transients: Parameter Determination*", Chapter 5, 103 pages, October 2009.
- [20] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines-generalized method of analysis", *AIEE Trans.*, vol. 48, pp.716-727, July 1929.
- [21] IEEE Std115A-1987,*IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Stand-still Frequency Response Testing*.



- [22] L. A. Pereira, C. C. Scharlau, L. F. A. Pereira, J. F. Haffner, "Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air-Gap Field", Part 1 : "Parameter Determination and General Equations", *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 2 - 6, 2004, Busan, Korea.
- [23] H. W. Dommel, Electromagnetic Transients Program Reference Manual (*EMTP Theory Book*), Portland, Oregon, 1986.
- [24] P. Kundur, "Power System Stability and Control" Chap 11 "Control Of Active Power And Reactive Power", pp. 581-626.
- [25] P. Kundur, "Power System Stability and Control" Chap 9 "Prime Movers And Energy Supply Systems", pp. 377-460.
- [26] DYNEX DS1104SH, Rectifier Diode, DS4167-4.0 August 2001, [www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com).
- [27] M. G. McArdle, D. J. Morrow, "Noninvasive Detection of Brushless Exciter Rotating Diode Failure", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 19, No. 2, June 2004.
- [28] P.O.Lauritzen, L. Cliff. "A simple Model with Reverse Recovery", *IEEE Transaction On Power Electronics*, Vol.6, No. 2, April 1991.
- [29] R.S.Chokhawala, E.I.Carroll. "A Snubber Design Tool for P-N Junction Reverse Recovery Using a More Accurate Simulation of the Recovery Waveform", *IEEE Transactions on industry applications*, Vol. 29, No. 1. 1991.
- [30] V.N.Obreja. "On the reliability of power silicon rectifier diodes above the maximum permissible operation junction temperature", *IEEE ISIE 2006*, Montréal, Québec, Canada.
- [31] D. Chamund, C. Rout, DYNEX. "Estimation of turn-off losses in a thyristor due to reverse recovery". *Application note*, AN5951-3. 3 janvier 2010.
- [32] J.Mahseredjian. Nonlinear devices. 01/2006.
- [33] Ivan Jadric, Dusan Elorojevic, Martin Jadric "A Simplified Model of a Variable Speed Synchronous Generator Loaded with Diode Rectifier", *IEEE*, 1997.

- [34] W. J. Bonwick, "Characteristics of a Diode-Bridge-Loaded Synchronous Generator Without Damper Windings", *Proc. IEE*, Vol. 122, No.6, June 1975, pp 637-641.
- [35] V. H. Jones and W. J. Bonwick, "Three-phase Bridge Rectifiers with Complex Source Impedance", *Proc. IEE*, Vol. 122, No. 6, June 1975, pp 630-636.
- [36] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, New York: McGraw Hill, Inc., 1987.
- [37] T. Zouaghi, "Contribution à la Modélisation des Machines Synchrones Polyphasés Redressées-Application à l'Étude des Systèmes d'Excitation à Diodes Tournantes", *Thèse de Doctorat de L'Université P&M. Curie*, Paris, March 1991.
- [38] V. Clingoski, M. Mikami, H. Yamashita, "Computer Simulation of a Three-phase Brushless Self-Excited Generator Synchronous". *IEEE Transactions on MAGNETICSD*, Vol. 35, No. 3, May 1999.
- [39] A. Darabi, C. Tindall, "Finite-Element Time-Step Coupled Generator, Load, AVR, and Brushless Exciter Modeling", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 19, No. 2, September 2004.
- [40] K. W. Louis, "A Study on Magnetic Saturation Effects in a Synchronous Generator during Unbalanced Faults", *2004 International Conference on Power System Technology – POWERCON 2004*, Singapore, 21-24 November 2004.
- [41] D. R. Gomes, I. E. Chabu, "Studies On Electrical Stresses In Rotation Rectifiers For Brushless Exciter", *XIX International Conference on Electrical Machines – ICEM 2010*, Rome.
- [42] S. R. Chaudhry, S. Ahmed-Zaid, N. A. Demerdash, "Coupled Finite-Element/State-Space Modeling of Turbo Generators in the abc Frame of Reference – the Short-Circuit and Load Cases Including Saturated Parameters" *IEEE Transaction on energy conversion*, Vol. 10, No. 1. March 1995.

## ANNEXE 1      OBTENTION DES PARAMÈTRES DES INDUCTANCES EN FONCTION DES DONNÉES DQ0

La plupart des paramètres disponibles pour une machine triphasée sont les paramètres dq0 [15], [17], [18], exprimés en pu dans la base dont la puissance et la tension sont celles nominales de la machine. Dans cette annexe, il est expliqué comment, à partir de ces données dq0 en pu, on obtient les coefficients des harmoniques d'espace d'ordre 0 et 2 des inductances des bobines du rotor et du stator, ainsi que celles du modèle équivalent des amortisseurs.

Pour cela, la transformation de *Park*, expliquée dans 2.1.2.2, est utilisée. On rappelle que la matrice de Park est :

$$\mathbf{P} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta) & \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{3}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{3}} \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{3}} \end{pmatrix} \quad (\text{A1.1})$$

Et son inverse :

$$\mathbf{P}^{-1} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta) & \sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{3}} & \sqrt{\frac{1}{3}} & \sqrt{\frac{1}{3}} \end{pmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

Ainsi, le lien entre les inductances des phases du stator  $\mathbf{L}_{ss}$ , qui dépend de l'angle du rotor  $\theta$  et de celles dans le référentiel dq0  $\mathbf{L}_{dq0ss}$ , qui sont constantes est :

$$\mathbf{L}_{dq0ss} = \mathbf{P}^{-1}(\theta) \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}(\theta) \quad (\text{A1.3})$$

$$\begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa0} - L_{ab0} + \frac{3}{2}L_{aa2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{aa0} - L_{ab0} - \frac{3}{2}L_{aa2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{aa0} + 2L_{ab0} \end{pmatrix} \quad (\text{A1.4})$$

Ce qui, avec la relation inverse s'écrit :

$$\begin{pmatrix} L_{aa0} \\ L_{aa2} \\ L_{ab0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{3}(L_d + L_q + L_0) \\ -\frac{1}{6}L_d - \frac{1}{6}L_q + \frac{1}{3}L_0 \\ \frac{1}{3}L_d - \frac{1}{3}L_q \end{pmatrix} \quad (\text{A1.5})$$

En ce qui concerne le champ et les amortisseurs :

$$\mathbf{L}_{dq0sr} = \mathbf{P}^{-1}(\theta) \mathbf{L}_{sr} \quad (\text{A1.6})$$

$$\begin{pmatrix} L_{df} & L_{dD1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{qQ1} & L_{qQ2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}L_{af} & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{aD1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{aQ1} & \sqrt{\frac{3}{2}}L_{aQ2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A1.7})$$

Une fois les coefficients des harmoniques 0 et 2 calculés, les autres le sont à partir de pourcentage de la fondamentale :

$$\mathbf{L}_{\text{coef}_{ph}}(2h, i-j+1) = \text{ampl\%\_harmonic}(2h) * L_{aa2} \quad (\text{A1.8})$$

où :

$\mathbf{L}_{\text{coef}_{ph}}(2h, i-j+1)$  est le coefficient de l'harmonique 2h de l'inductance entre les phases

$i$  et  $j$

et

$$\mathbf{L_{coef_{field}}}(2h+1,2) = \mathbf{ampl\%\_harmonic}(2h+2) * L_{af} \quad (A1.9)$$

où :

$\mathbf{L_{coef_{field}}}(2h+1,2)$  est le coefficient de l'harmonique  $2h+1$  de l'inductance entre le rotor et les phases.

Ces coefficients sont ensuite utilisés dans le calcul des inductances de la génératrice (2.1.1.3).

## ANNEXE 2      DONNÉES UTILISÉES DANS LES SIMULATIONS

Données de la TKJ 166-38 :

Variables	unité	Commentaires
enable_SATU =2		0 : pas de saturation ; 1 = saturation matériaux ; 2 = saturation totale
teta0 = 0	deg	angle initiale
Rb = 1.3e-3	$\Omega$	résistance des phases
R_Fusible = 0.2688e-3	$\Omega$	résistance des fusibles de protection des diodes
Rf = 0.4748	$\Omega$	résistance de l'inducteur
freq = 275	Hz	fréquence électrique
nb_phases = 39		nombre de phases
fact = 1.2465		facteur correcteur des inductances
nb_enroulement = 4		nombre de couches autour de la machine sur lesquelles les phases sont disposées
nb_harm = 6		nombre d'harmoniques considérés pour l'étude
nb_poles = 22		nombre de pôles
		coefficients harmoniques des inductances des phases
		harmoniques de rang 0
M01 = 4.424E-5	H	
M02 = -6.72E-06	H	
M03 = -6.72E-06	H	
M04 = -1.87E-06	H	
M05 = 2.98E-06	H	
M06 = -6.72E-06	H	
M07 = -6.72E-06	H	
M08 = 1.51E-05	H	
M09 = -6.72E-06	H	
M010 = -6.72E-06	H	
M011 = 5.42E-06	H	
M012 = 1.76E-05	H	
M013 = -6.72E-06	H	
M014 = -6.72E-06	H	
M015 = -1.87E-06	H	
M016 = -4.29E-06	H	
M017 = -6.72E-06	H	
M018 = 2.99E-06	H	
M019 = 1.27E-05	H	
M020 = -6.72E-06	H	
		harmoniques de rang 2
M21 = 2.81E-06	H	

M22 = 1.01E-06	H	
M23 = 3.51E-07	H	
M24 = 3.01E-06	H	
M25 = 5.67E-06	H	
M26 = 1.25E-06	H	
M27 = 9.43E-07	H	
M28 = 1.01E-05	H	
M29 = 5.40E-07	H	
M210 = 1.11E-06	H	
M211 = 1.95E-06	H	
M212 = 2.25E-06	H	
M213 = 1.53E-07	H	
M214 = 6.30E-07	H	
M215 = 2.90E-06	H	
M216 = 8.52E-07	H	
M217 = 7.98E-07	H	
M218 = 2.57E-06	H	
M219 = 5.85E-06	H	
M220 = 1.19E-06	H	
		harmoniques de rang 4
M41 = 6.46E-07	H	
M42 = 8.08E-08	H	
M43 = 2.45E-07	H	
M44 = 6.18E-07	H	
M45 = 6.02E-07	H	
M46 = 2.86E-07	H	
M47 = 3.52E-08	H	
M48 = 2.43E-07	H	
M49 = 1.84E-07	H	
M410 = 1.64E-07	H	
M411 = 4.87E-07	H	
M412 = 3.68E-07	H	
M413 = 2.81E-07	H	
M414 = 1.45E-07	H	
M415 = 7.57E-07	H	
M416 = 2.70E-07	H	
M417 = 5.77E-08	H	
M418 = 2.78E-07	H	
M419 = 9.32E-07	H	
M420 = 2.31E-07	H	
		coefficients harmoniques des inductances entre inducteur/induits

		harmoniques de rang 1
Mf1 = 1.1667E-03	H	
		harmoniques de rang 3
Mf3 = 9.0741E-05	H	
		harmoniques de rang 5
Mf5 = 2.9429E-06	H	
		inductances propre du champ
Mff = 0.253164	H	
		déphasages entre les harmoniques de rang 2
Phi_M21 = -0.052639469	Rad	
Phi_M22 = 2.443494199	Rad	
Phi_M23 = 1.79531673	Rad	
Phi_M24 = 1.155837592	Rad	
Phi_M25 = 0.51166509	Rad	
Phi_M26 = 3.008426677	Rad	
Phi_M27 = 2.362820143	Rad	
Phi_M28 = -1.422168871	Rad	
Phi_M29 = -2.063239773	Rad	
Phi_M210 = -2.70985239	Rad	
Phi_M211 = 2.92828862	Rad	
Phi_M212 = 2.285169178	Rad	
Phi_M213 = 1.627656567	Rad	
Phi_M214 = -2.144257721	Rad	
Phi_M215 = 0.350607545	Rad	
Phi_M216 = -0.293587964	Rad	
Phi_M217 = 2.201436651	Rad	
Phi_M218 = -1.582997785	Rad	
Phi_M219 = -2.227428624	Rad	
Phi_M220 = -2.871073484	Rad	
Phi_M221 = 2.766598144	Rad	
Phi_M222 = 2.124584437	Rad	
Phi_M223 = 1.480073537	Rad	
Phi_M224 = -2.299530174	Rad	
Phi_M225 = 0.188818806	Rad	
Phi_M226 = -0.455021322	Rad	
Phi_M227 = 2.030428101	Rad	
Phi_M228 = -1.689085819	Rad	
Phi_M229 = -2.393793266	Rad	
Phi_M230 = -3.032681573	Rad	
Phi_M231 = 2.602064182	Rad	
Phi_M232 = 1.947562185	Rad	



Phi_M233 = 1.319544299	Rad	
Phi_M234 = -2.462603419	Rad	
Phi_M235 = -3.112704713	Rad	
Phi_M236 = -0.616670102	Rad	
Phi_M237 = -1.259625198	Rad	
Phi_M238 = -1.881889305	Rad	
Phi_M239 = -2.543939568	Rad	
		déphasages entre les harmoniques de rang 4
Phi_M41 = -0.108478929	Rad	
Phi_M42 = 1.722508914	Rad	
Phi_M43 = -2.681261196	Rad	
Phi_M44 = 2.309571287	Rad	
Phi_M45 = 1.024062411	Rad	
Phi_M46 = 2.871868972	Rad	
Phi_M47 = 1.53123004	Rad	
Phi_M48 = 0.301434989	Rad	
Phi_M49 = 2.140688491	Rad	
Phi_M410 = -2.272202034	Rad	
Phi_M411 = 2.713611628	Rad	
Phi_M412 = 1.435153607	Rad	
Phi_M413 = -3.005503388	Rad	
Phi_M414 = 1.976500499	Rad	
Phi_M415 = 0.699524119	Rad	
Phi_M416 = -0.587903544	Rad	
Phi_M417 = -1.848073896	Rad	
Phi_M418 = -0.025640609	Rad	
Phi_M419 = -1.316986461	Rad	
Phi_M420 = -2.598770502	Rad	
Phi_M421 = 2.384923844	Rad	
Phi_M422 = 1.113726571	Rad	
Phi_M423 = -0.189401269	Rad	
Phi_M424 = 1.517986909	Rad	
Phi_M425 = 0.372059816	Rad	
Phi_M426 = -0.912989426	Rad	
Phi_M427 = -2.151496316	Rad	
Phi_M428 = 2.783822499	Rad	
Phi_M429 = -1.687299217	Rad	
Phi_M430 = -2.926937537	Rad	
Phi_M431 = 2.018699371	Rad	
Phi_M432 = -2.327852659	Rad	
Phi_M433 = -0.553022941	Rad	

Phi_M434 = -1.538801473	Rad	
Phi_M435 = -3.083991013	Rad	
Phi_M436 = -1.247883922	Rad	
Phi_M437 = -2.520603183	Rad	
Phi_M438 = 2.450619232	Rad	
Phi_M439 = -1.849856465	Rad	
nb_pt_SAT = 11		nombre de points dans la définition de la courbe de l'essai a vide
		points de courant de l'induit de la courbe à vide
I <sub>fsat1</sub> = 0	A	
I <sub>fsat2</sub> = 110	A	
I <sub>fsat3</sub> = 140	A	
I <sub>fsat4</sub> = 160	A	
I <sub>fsat5</sub> = 200	A	
I <sub>fsat6</sub> = 240	A	
I <sub>fsat7</sub> = 300	A	
I <sub>fsat8</sub> = 400	A	
I <sub>fsat9</sub> = 500	A	
I <sub>fsat10</sub> = 600	A	
I <sub>fsat11</sub> = 700	A	
		points de tension de phase de la courbe à vide
V <sub>videsat1</sub> = 0	V	
V <sub>videsat2</sub> = 275.9	V	
V <sub>videsat3</sub> = 327.6	V	
V <sub>videsat4</sub> = 353.4	V	
V <sub>videsat5</sub> = 396.55	V	
V <sub>videsat6</sub> = 435.3	V	
V <sub>videsat7</sub> = 474.1	V	
V <sub>videsat8</sub> = 538.8	V	
V <sub>videsat9</sub> = 581.9	V	
V <sub>videsat10</sub> = 603.4	V	
V <sub>videsat11</sub> = 625	V	
Na = 3	Tr	nombre de tours de fil dans les bobines des phases
Nf = 120	Tr	nombre de tours de fil dans la bobine de l'inducteur
alpha0 = 5	deg	angle limite entre l'axe du pôle d'un chemin magnétique et la MMF qui s'y applique
l_rotor = 1.396	m	longueur du chemin magnétique du rotor traversé par le flux
l_stator = 2.2	m	longueur du demi-périmètre du chemin magnétique du stator traversé par le flux
lg = 0.004	m	longueur de l'entrefer entre le pôle du rotor et le stator
Astator = 0.0075	m <sup>2</sup>	Section du chemin magnétique du stator traversée par le flux
Arotor = 0.015	m <sup>2</sup>	Section du chemin magnétique du rotor traversée par le flux

Airgap = 0.015	m <sup>2</sup>	Section du chemin magnétique de l'air-gap traversée par le flux
----------------	----------------	---

Données des diodes :

Tnom = 80	C°	Température nominale et initiale de la diode
enable_predic_voltage_correction = .true.	bool	Utilise un système de convergence plus rapide
enable_Tvariation = 1		0 : pas de variation de température ; 1 : température calculée et courbe DC redéfinie en fonction ; 2 : température en input et courbe DC redéfinie en fonction
State_recovery = 2		0 : pas de courant de recouvrement inverse ; 1 : courant de recouvrement calculé avec la fonction <i>exp</i> ; 2 : courant de recouvrement calculé avec la fonction <i>sech</i>
convergence_limite = 1e-4		Critère de convergence des tensions lors des itérations
nb_points_DCcurve = 11		Nombre de points pour la définition de la courbe caractéristique
Tdata = 175	C°	Température correspondant au point de définition de la courbe
		Points de tension de la courbe DC de la diode pour la température Tdata
Vcurve1 = -3100	V	
Vcurve2 = -170	V	
Vcurve3 = -0.3	V	
Vcurve4 = 0	V	
Vcurve5 = 0.5	V	
Vcurve6 = 0.6	V	
Vcurve7 = 0.7	V	
Vcurve8 = 0.8	V	
Vcurve9 = 0.9	V	
Vcurve10 = 1	V	
Vcurve11 = 1.45	V	
Vcurve12 = 0	V	
Vcurve13 = 0	V	
		Points de courant de la courbe DC de la diode. Commun à toutes les températures
Icurve1 = -0.6	A	
Icurve2 = -0.18	A	
Icurve3 = -0.05	A	

Icurve4 = 0	A	
Icurve5 = 50	A	
Icurve6 = 100	A	
Icurve7 = 250	A	
Icurve8 = 450	A	
Icurve9 = 750	A	
Icurve10=1050	A	
Icurve11=2500	A	
Icurve12=0	A	
Icurve13=0	A	
DeltaT_recalcul = 0.1	C°	Pas de température pour le recalcul de la courbe DC
		Points de tension de la courbe DC de la diode pour la température de 25C°
Vcurve1_25 =-3101	V	
Vcurve2_25 =-169	V	
Vcurve3_25 =-0.31	V	
Vcurve4_25 = 0	V	
Vcurve5_25 = 0.825	V	
Vcurve6_25 = 0.85	V	
Vcurve7_25 = 0.92	V	
Vcurve8_25 = 1	V	
Vcurve9_25 = 1.07	V	
Vcurve10_25 =1.15	V	
Vcurve11_25 = 1.45	V	
Vcurve12_25= 0	V	
Vcurve13_25 = 0	V	
Tamb = 35	C°	Température du refroidisseur
Cth = 175	J/C	
Rtba = 0.016	W/C	
Rtbc = 0.064	W/C	
Thermal_energy_max = 1.26e6	$i^2t$	
cst_Qcurve = 1174.6	C	
exponent_Qcurve = 0.328		
cst_Irrcurve = 46.9508	A	
exponent_Irrcurve = 0.5351		

### 1. Données de la partie mécanique

f = 25	Hz	Fréquence de rotation de l'arbre
Pbase = 1650e6	W	Puissance de base de la génératrice
wmeca=157.0796		Vitesse de rotation de l'arbre
Texc_init = 19323	Nm	Couple initial de la TKJ 166-38

Tgen_init = 9.8656e6	Nm	Couple initial de la génératrice
Hhp = 0.092897	Pu	Moment d'inertie de la turbine haute puissance
Hip = 0.155589	pu	Moment d'inertie de la turbine de puissance intermédiaire
Hlpa = 0.858670	Pu	Moment d'inertie de la turbine de basse puissance a
Hlpb = 0.884215	Pu	Moment d'inertie de la turbine de basse puissance b
Hgen = 0.868495	Pu	Moment d'inertie de la génératrice
Hexc = 0.0342165	pu	Moment d'inertie de l'excitatrice
Dhp = 0.000	Pu	Amortissement fréquentiel de la turbine haute pression
Dip = 0.000	Pu	Amortissement fréquentiel de la turbine de pression intermédiaire
Dlpa = 0.00	Pu	Amortissement fréquentiel de la turbine basse pression
Dlpb = 0.00	Pu	Amortissement fréquentiel de la turbine basse pression
Dgen = 0.001005	Pu	Amortissement fréquentiel de génératrice
Dexc = 0.0000	Pu	Amortissement fréquentiel de l'excitatrice
Khp_ip = 19.303	Pu	Raideur du ressort reliant les turbines de haute pression et de pression intermédiaire
Kip_lpa = 34.929	pu	Raideur du ressort reliant les turbines de pression intermédiaire et de basse pression a
Klpa_lpb = 52.038	Pu	Raideur du ressort reliant les turbines de basse pression a et de basse pression b
Klpb_gen = 70.858	Pu	Raideur du ressort reliant la turbine de basse pression b et de la génératrice
Kgen_exc = 2.822	pu	Raideur du ressort reliant la génératrice à l'excitatrice

Données du gouverneur des turbines :

Pinit = 0.9392	Pu	puissance initiale produite par les turbines
K1 = 20	W/(rad.s <sup>-1</sup> )	Gain du correcteur
K2 = 0.75	Pu	Fraction de puissance totale de la turbine de haute pression
K3 = 0.667	pu	Fraction de la puissance de la turbine de pression intermédiaire par rapport à la puissance des turbines de basses et de pression intermédiaire
K4 = 0.5	pu	Fraction de la puissance de la turbine de basse pression a par rapport à la puissance des turbines de basses pressions a et b
T1 = 0	S	Constante de temps du correcteur : compensation de zéro
T2 = 0	S	Constante de temps du correcteur : avance de phase
T3 = 0.075	S	Constante de temps du correcteur
T4 = 0.35	S	Constante de temps du modèle de la turbine haute pression
T5 = 15	S	Constante de temps du modèle de la turbine de pression intermédiaire
T6 = 0.6	S	Constante de temps du modèle de la turbine basse pression a
T7 = 0.4	s	Constante de temps du modèle de la turbine basse pression b
Pmin = 0.2	pu	Consigne de puissance minimum

Pmax = 1.2	pu	Consigne de puissance maximum
------------	----	-------------------------------

Données du régulateur de tension :

Vllbase = 20000	V	Tension ligne ligne de base de la génératrice
Vftkjbase = 100	V	Tension de base de l'inducteur de la TKJ 166-38
Kp = 1.3		Gain de correcteur proportionnel
Ki = 0.64		Gain du correcteur intégral
Tfilter = 0.01		Constante de temps du filtre passe bas en amont des correcteurs
Vftkj_init = 84.4093	V	Tension initiale aux bornes de l'inducteur de la TKJ 166-38
Vinit_measured = 0.9689	pu	Moyenne géométrique des tensions de sortie de la génératrice sur les phases a, b et c
Setpoint_init = 1	pu	Consigne de tension des phases initiale
Vrmax = 6.9	Pu	Commande maximale de tension de l'inducteur de la TKJ 166-38
Vrmin = 0	pu	Commande minimale de tension de l'inducteur de la TKJ 166-38

Données de la génératrice triphasée :

KVarmsLLinit = 20	kVrmsLL	Tension initiale de la phase a
KVbrmsLLinit = 20	kVrmsLL	Tension initiale de la phase b
KVcrmsLLinit = 20	kVrmsLL	Tension initiale de la phase c
Phase_Va_init_deg = 0	deg	Déphasage initiale de la phase a
Phase_Vb_init_deg = -120;	deg	Déphasage initiale de la phase b
Phase_Vc_init_deg = 120;	deg	Déphasage initiale de la phase c
freq_nom = 50;	Hz	Fréquence électrique nominale
nb_Poles = 4;		Nombre de pôles
KVrmsLLnom = 20;	kVrmsLL	Tension nominale
SMVAnom = 1650;	MVA	Puissance nominale
agline = 1880;	A	Courant dans l'inducteur donnant une tension de 1pu aux phases lors de l'essai à vide
enable_saturation = 2;		//0 pas de saturation; 1 saturation par variation de la reluctance; 2 saturation dq0
Ia0 = 13433.9;	A	Courant initial de la phase a lorsque pas de solution <i>steady-state</i>
Ib0 = 49672.3;	A	Courant initial de la phase b lorsque pas de solution <i>steady-state</i>
Ic0 = -69602.6;	A	Courant initial de la phase c lorsque pas de solution <i>steady-state</i>
If0 = -6619.07;	A	Courant initial de l'inducteur lorsque pas de solution <i>steady-state</i>

teta0 =0	rad	Angle électrique initial lorsque pas de solution <i>steady-state</i>
		//1 données dans le domaine des phases ; 2 données en pu pour le modèle dq0 ; 3 données du test de circuit ouvert
input_data_type = 3;		
enable_damper_D = 1;		Présence du damper sur l'axe d
enable_damper_Q = 1;		Présence d'un damper sur l'axe q
enable_damper_QQ = 1;		Présence de deux amortisseurs sur l'axe q
Rapu = 0.00316;	pu	Résistance des phases
Xlpu = 0.256;	pu	Admittance de fuite
X0pu = 0.175;	pu	Admittance de la séquence 0
Xdpu = 2.81;	pu	Admittance de l'axe d
Xqpu = 2.62;	pu	Admittance de l'axe q
		Données de l'essai en circuit ouvert input_datat_type = 3
Xopen_circuit_dp = 0.514;	Pu	Admittance transitoire de l'axe d
Xopen_circuit_dpp = 0.354;	Pu	Admittance sub-transitoire de l'axe d
Topen_circuit_d0p = 9.9	Pu	Constante de temps du transitoire de l'axe d
Topen_circuit_d0pp= 0.073;	Pu	Constante de temps du sub-transitoire de l'axe d
Xopen_circuit_qp = 0.685;	Pu	Admittance transitoire de l'axe q
Xopen_circuit_qpp = 0.377;	Pu	Admittance sub-transitoire de l'axe q
Topen_circuit_q0p = 1.55;	S	Constante de temps du transitoire de l'axe q
Topen_circuit_q0pp= 0.2;	S	Constante de temps du sub-transitoire de l'axe q
nb_harmonics = 10;		Nombres d'harmoniques considérés pour l'étude
		Pourcentage de l'amplitude de la fondamentale des coefficients harmoniques
amplitude_percentage_harmonique1=0 ;	%	Rang 1
amplitude_percentage_harmonique2=1 ;	%	Rang 2
amplitude_percentage_harmonique3=0;	%	Rang 3
amplitude_percentage_harmonique4=0.01;	%	Rang 4
amplitude_percentage_harmonique5=0;	%	Rang 5
amplitude_percentage_harmonique6=0.002;	%	Rang 6
amplitude_percentage_harmonique7=0;	%	Rang 7
amplitude_percentage_harmonique8=0.001;	%	Rang 8
amplitude_percentage_harmonique9=0;	%	Rang 9

amplitude_percentage_harmonique10=0.0002;	%	Rang 10
nb_point_satu = 7;		Nombre de points de la courbe de l'essai à vide
		Points de courant de l'inducteur de la courbe de l'essai à vide
Xsat1 = 0;	A	
Xsat2 = 1880;	A	
Xsat3 = 2300;	A	
Xsat4 = 3000;	A	
Xsat5 = 4000;	A	
Xsat6 = 8000;	A	
Xsat7 = 12000;	A	
		Points de tension de phase de la courbe de l'essai à vide
Ysat1 = 0;	V	
Ysat2 = 1;	V	
Ysat3 = 1.15225;	V	
Ysat4 = 1.38825;	V	
Ysat5 = 1.541792;	V	
Ysat6 = 1.777667;	V	
Ysat7 = 1.937292 ;	V	
Na = 0.8165;	Tr	Nombre de tours de fil dans les bobines des phases
Nf = 15.6200536496776;	Tr	Nombre de tours de fil dans les bobines de champ
Nd = 15.6200536496776;	Tr	Nombre de tours de fil dans les bobines équivalente du damper de l'axe d
Nq = Nf*0.9256;	Tr	Nombre de tours de fil dans les bobines équivalente du 1er damper de l'axe q
Nqq =Nf*0.9256;	Tr	Nombre de tours de fil dans les bobines équivalente du 2eme damper de l'axe q